l'antenna
Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III
Anno XXX - Febbraio 1958
NUMERO
2
LIRE 350

SP

NUOVO ANALIZZATORE ELETTRONICO

Mod. ANE-103

Principali Caratteristiche

Vcc. 1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 - 1500

Vca. 3 - 10 - 30 - 100 - 300 - 1000

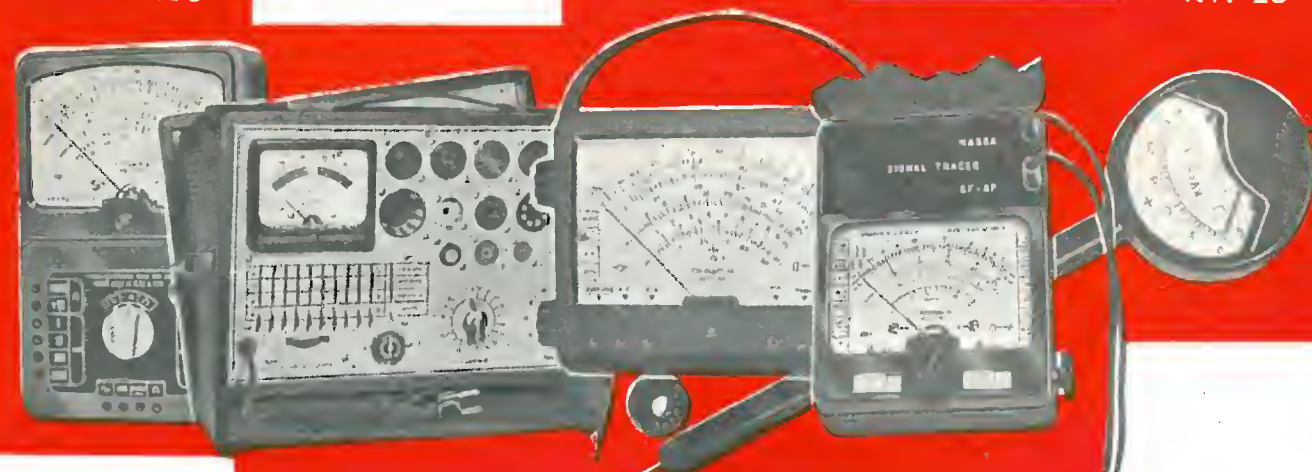
OHM 10 100 - 1000 = KΩ 10 - 100

MΩ 1 - 10 centro scala

Alimentazione da rete universale

PREZZO di propaganda

L. 25.000

Stabilità - Precisione - Basso prezzo

AN 28 ANALIZZATORE 5000 ΩV.
AN 119 ANALIZZATORE 10000 ΩV.
AN 138 ANALIZZATORE 20000 ΩV.

PRV 560 PROVAVALVOLE
ANE - 102 ANALIZZATORE ELETTRONICO
KV - 25 KILOVOLTMETRO 25000

AN - 22 MICROTESTER
AN - 22 S MICROTESTER con SIGNAL TRACER

ELETTROCOSTRUZIONI CHINAGLIA

BELLUNO - Via Col di Lana, 36 - Telef. 4102
MILANO - Via Cosimo del Fante, 14 - Tel. 833371

Sempre all'avanguardia nella produzione di potenziometri di qualità presenta:

nel campo radio e televisione

∅ 25 mm. Pot. dissip. 0.4 w

PG 25/IN

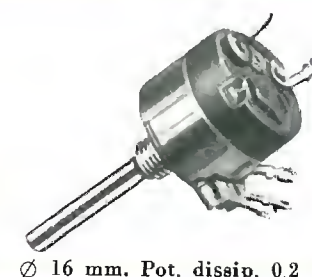
POTENZIOMETRO A GRAFITE CON INTERRUTTORE A BASSA COPIA DI SPUNTO E A CONTATTI AUTOBILANCIATI (Brevettato)

Particolarmente adatto per manopole di piccolo diametro o a limitata accessibilità.

∅ 16 mm. Pot. dissip. 0.2 w

PG 16/I

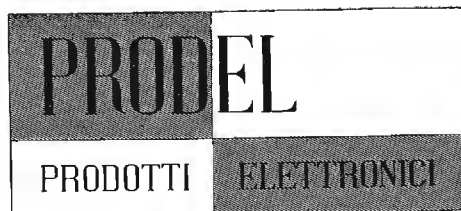
POTENZIOMETRO A GRAFITE, SUPER-MINIATURIZZATO, CON INTERRUTTORE A SCATTO RAPIDO A CONTATTI AUTOBILANCIATI (Brevettato)

Particolarmente adatto per apparecchiature a transistor.

∅ 25 mm. Pot. dissip. 0.4 w

PG 25/IP

POTENZIOMETRO A GRAFITE CON INTERRUTTORE PUSH-PUSH

Apertura e chiusura dell'interruttore con leggera pressione assiale sulla manopola e indipendente dalla posizione di rotazione del potenziometro.

S.p.A. LABORATORI ITALIANI ARTICOLI RADIOTECNICI - MILANO - VIA B. VERRO, 8 - TEL. 8493816 (3 linee)

MILANO
Via Aiaccio 3
Telefono 745.477

PRODEL - VOX - Mod. TR 58 - "GIGANTE"

ecco la novità

Amplificatore - tromba a transistori

- Autoalimentato - Trasportabile - Funziona ovunque, in ogni momento e luogo; sempre pronto.
- Peso ridotto: netto kg. 4.200 (amplificatore; tromba; batterie ricaricabili).
- Consuma pochissimo - Ingombro minimo: cm. 16 x 20 x 20 ca. (amplificatore, batterie, tromba).
- Microfono con interruttore incorporato.
- Potenza massima: 10 Watt con 16 Volt di alimentazione. Sensibilità: 10 mVolt.

MENTRE CAMMINATE IL SUONO AMPLIFICATO CAMMINA CON VOI!!

PRODEL - VOX - Mod. TR 20 - "MISSIL"

un prodigio della tecnica!

Il più PICCOLO, il più POTENTE amplificatore a transistori!

- Peso: kg. 0.900 - Ingombro: cm. 24 x 7,5 x 7,5 ca.

STA IN UNA MANO!

- Portatile come una piccola macchina fotografica; quasi tascabile.
- Consumo minimo con pile a secco, normali, incorporate.
- Potenza massima: 6 Watt, con 12 Volt di alimentazione.
  10 Watt, con 15 Volt di alimentazione.
- Sensibilità: 10 mVolt.
- Viene fornito il solo amplificatore, oppure la cassetta (Modello C. 20), contenente: amplificatore, microfono e tromba. (Peso complessivo: kg. 5.700 - Dimensioni: cm. 23 x 28 x 27).

Esempi di impiego: | **Serve per tutti i modelli di amplificatori a transistori e per la valigetta TR 30**

- Sonorizzazione di qualunque automezzo, senza alcun lavoro di istallazione.
- Comizi volanti - Propaganda commerciale e politica - Sui campi sportivi (allenatori, supporters, dirigenti) - Palestre - Scuole - Vigili del fuoco.
- Agenti della forza pubblica, nei casi di affollamento e per trasmettere ordini ad alta voce - Aeroporti - Regolazione del traffico stradale nelle città e nei punti affollati - Cerimonie religiose - Sulle navi - Sui motoscafi e sulle barche - Sulle spiagge - In montagna - Nei cantieri edili.
- Nelle industrie rumorose - Nelle stazioni ferroviarie - Ai cineasti - Nelle scuole e per conferenze - Nelle corse ciclistiche.

MEGLIO DEL MEGAFONO!!

PRODEL - FONO - Mod. TR 30

Valigetta portatile autoalimentata, contenente:

- 1 Amplificatore a transistori PRODEL-VOX - Modello GIGANTE-TR 58.
- 1 Giradischi alimentato a 12 Volt - 45 Giri.
- 1 Microfono con cordone - Batterie di alimentazione - Comandi di miscelazione.
- Dimensioni: cm. 28 x 20 x 14.
- Peso: kg. 3.500 ca.

Per la sonorizzazione di qualsiasi automezzo-veicolo e per impianti di amplificazione autoalimentati.

TECNICA · ELETTRONICA · SYSTEM

COSTRUZIONE STRUMENTI ELETTRONICI

MILANO - VIA MOSCOVA 40/7 - TELEF. 66.73.26

OSCILLOSCOPIO MOD. O-857

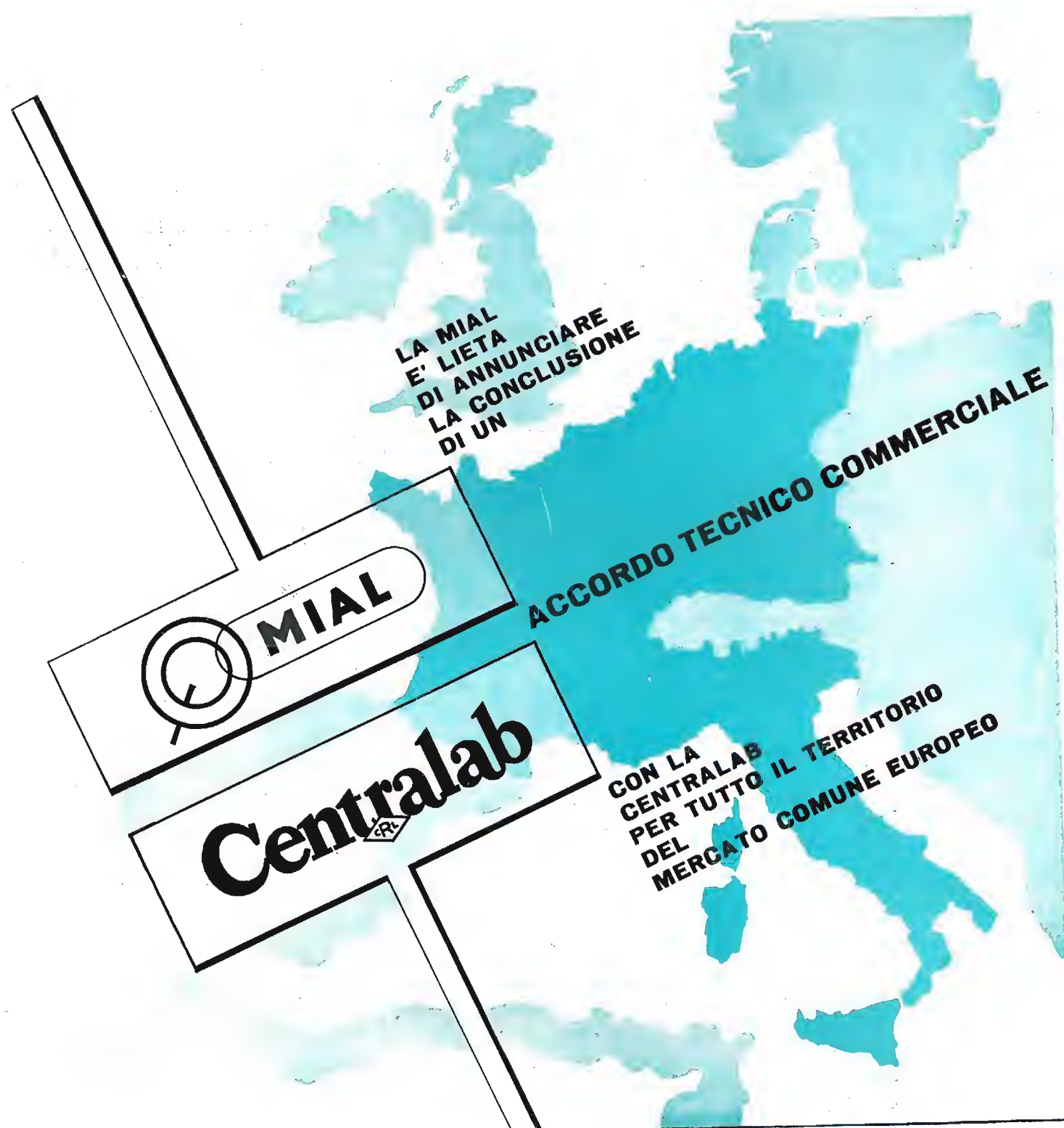
Sweep interno tarato in μ/Sec. o m/Sec. per cm. Per l'intera gamma da 1 μSec/cm ÷ 1.5 Sec/cm.

Sincronismo e Trigger per funzionamento automatico o pilotato.

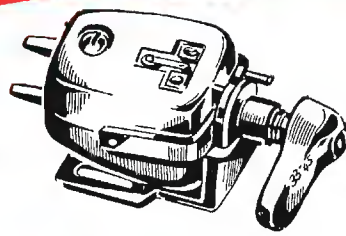
Amplif. orizzontale: tale da espandere 10 volte l'asse dei tempi portando le misure di tempo sino a 0.1 μSec/cm.

Amplif. verticale

Tarato in ampiezza da 0.2 Vpp/cm. a 200 Vpp/cm.
Scala millimetrata e limitata ad una ampiezza max di 6 cm.
Banda passante dalla continua a 7 MHz.
Capacità d'ingresso 40 pF.

Preamplificatore incorporato che può aumentare la sensibilità di 10 volte 0,02 Vpp/cm. da 20 Hz ÷ 10 MHz.
Tubo a traccia finissima con persistenza lunga o media.
Alimentazioni stabilizzate elettronicamente.

CARTUCCE A RILUTTANZA VARIABILE

Goldring

THE GOLDRING MFG. CO.
(GREAT BRITAIN, LTD.

CARATT. TECNICHE	Mod. n.° 500	Mod. n.° 600
Punta zaffiro p. 78 giri (verde)	0,0025 poll. rad.	0,0025 poll. rad.
Punta zaffiro a diam" p. micro" (rossa)	0.00 poll. rad.	0,00 poll. rod.
Pressione normale	7 grammi	7 grammi
Massa effett. alla punta	3,5 mmgr.	2 mmgr.
Uscita media	3/2 mV p. cm/sec.	3/2 mV p. cm/sec.
Resistenza alla c.c.	1 Kohm	1 Kohm
Impedenza	3800 Ohm	5400 Ohm
Risposta	sostanzialmente lineare fra 20 e 20.000 Hz.	lineare tra 20 e 21.000 Hz. ±.2 dB

IL PARERE DI ESPERTI DI RINOMANZA MONDIALE:
HILARY DUNN SU "RECORD REVIEW" scrive sulla cartuccia n° 500:
"LA MIGLIORE CARTUCCIA SUL MERCATO A PREZZO ACCESSIBILE.."
P. WILSON SU "THE GRAMMOPHONE" definisce la cartuccia n° 600:
"UNO STRUMENTO DI PRECISIONE E SENSIBILITA' SCIENTIFICA... COME NESSUN ALTRO COSÌ VICINO ALLA PERFEZIONE..."

Mod. T.R.1 PER DISCHI FINO A 12"

BRACCI PROFESSIONALI

Mod. T.R.2 PER DISCHI FINO A 16"

CARATTERISTICHE TECNICHE

- Costruiti sul principio del bilanciamento contrappeso, senza l'uso di molle, con tutti i movimenti montati su sfere consentono una perfetta riproduzione anche con dischi eccentrici o contorti.
- La pressione della punta, indicata in grammi su scala calibrata, è regolabile rapidamente ed esattamente per mezzo di un peso scorrevole

DIMENSIONI

	MOD. TR. 1	MOD. TR. 2
Lunghezza max del braccio	mm. 292	mm. 393,5
Lunghezza di fissaggio (dal perno del piatto girevole al centro del piedestallo)	mm. 222	mm. 317,5
Altezza max dal piano del motore	mm. 89	mm. 89
Lunghezza dal centro del piedestallo alla puntina	mm. 233	mm. 328,5
Elevazione angolare	gradi 19,5	gradi 16,5
Arco di spostamento lineare	mm. 82,5	mm. 96,5

ACCESSORI

MOD. STB. 1 — BILANC. CALIB. PER PICK-UP

MOD. CP. 3 — SPAZZOLINO PER DISCHI E PUNTINE

DISTRIBUTORI ESCLUSIVI PER L'ITALIA:

PASINI & ROSSI - GENOVA
VIA SS. GIACOMO E FILIPPO, 31 - TEL. 83'465 - TELEG. PASIROSSI
MILANO: VIA ANTONIO DA RECANATE, 4 TEL. 278'855

17"
22"
27"

MAJESTIC

F.I.R.T.E.

PAVIA - VIA FRANK 15

MICROFONI ALTA FEDELTÀ

RISPOSTA: 60 ÷ 14.000 Hz
SENSIBILITA' 54 dB (sotto 1 V per microbar)

GELOSO

M 60 A MEDIA IMPEDENZA (250 ohm) PER LINEE LUNGHE FINO A 500 METRI
M 61 AD ALTA IMPEDENZA - PER ATTACCO DIRETTO CON L'AMPLIFICATORE

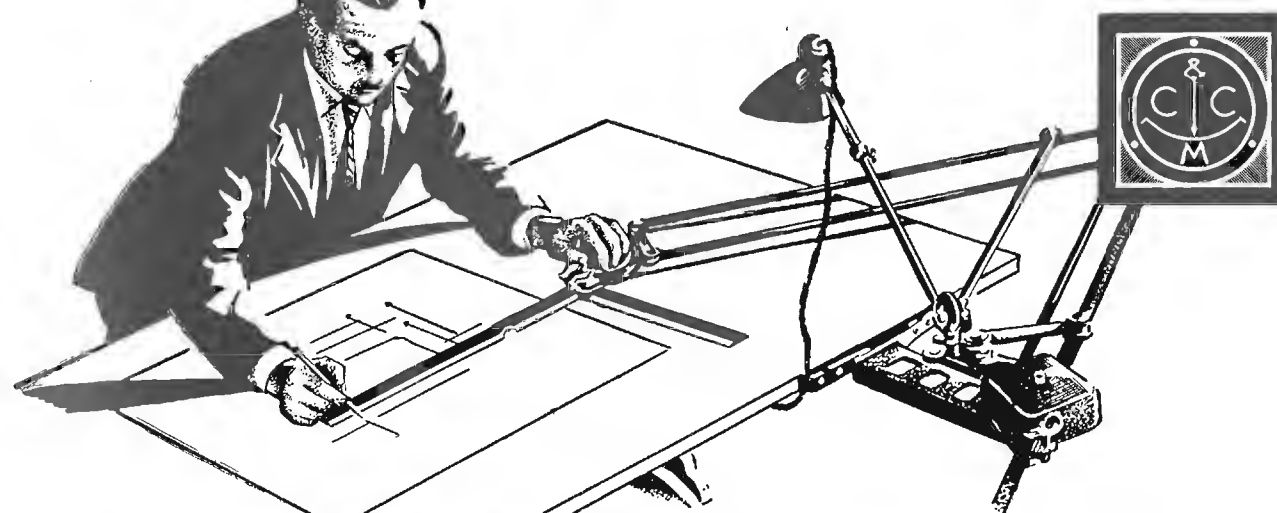
TESTINA MICROFONICA M 60 (a media impedenza) in elegante cofanetto - Cavo di prolunga di 10 metri N. 395 - Trasformatore linea/amplificatore **L. 26.100**

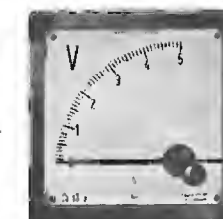
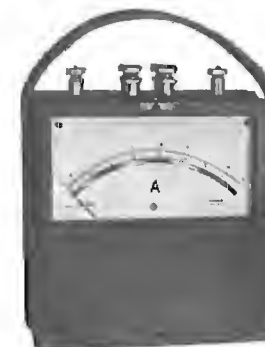
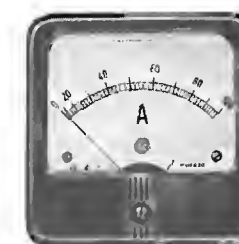
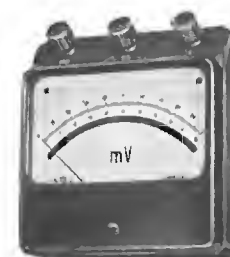
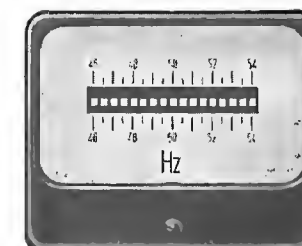
TESTINA MICROFONICA M 61 (ad alta impedenza) in elegante cofanetto - Cavo di prolunga di 5 metri N. 394 . . . . **L. 21.350**

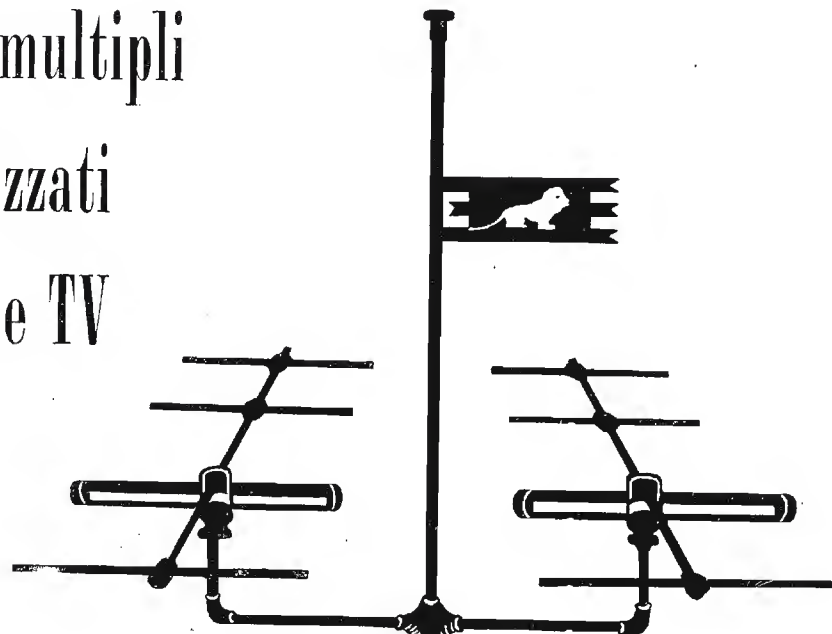
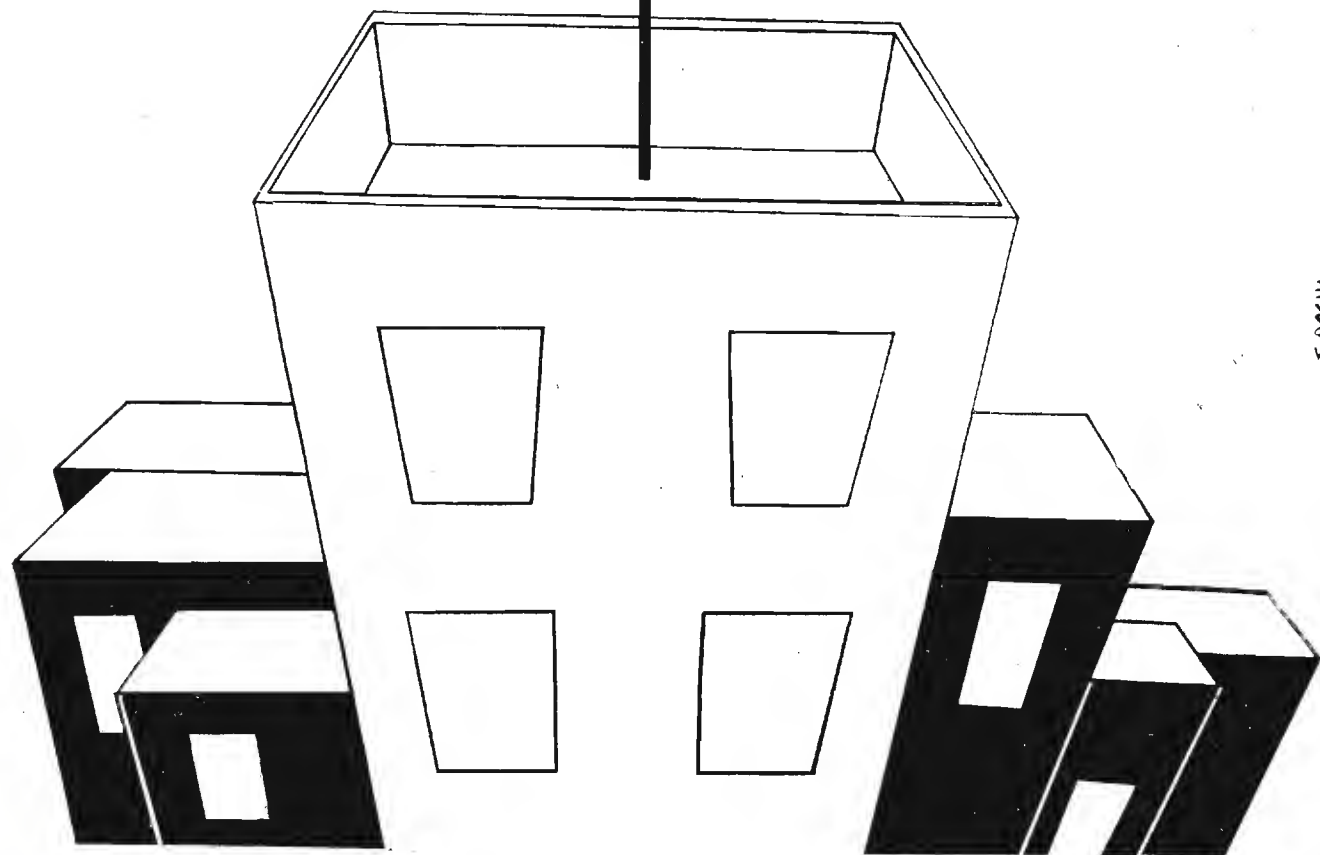
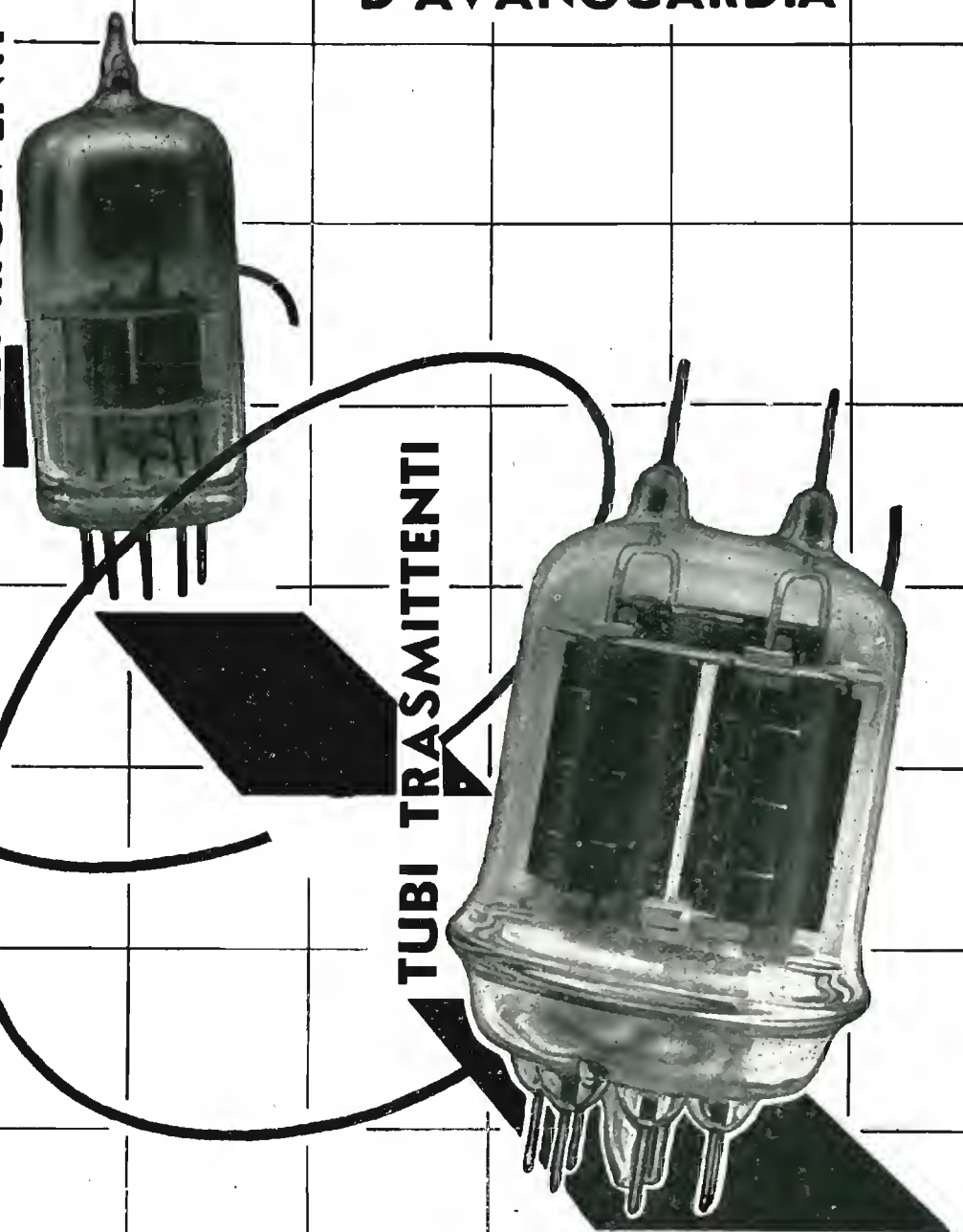
ACCESSORI

B80/CR - Base fissa da tavolo, cromata	L. 1.100
B81 - Base da tavolo ad altezza regolabile	L. 12.000
B91 - Base da pavimento, ad altezza regolabile	L. 12.000

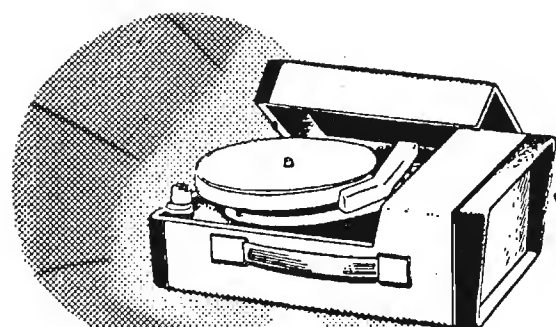
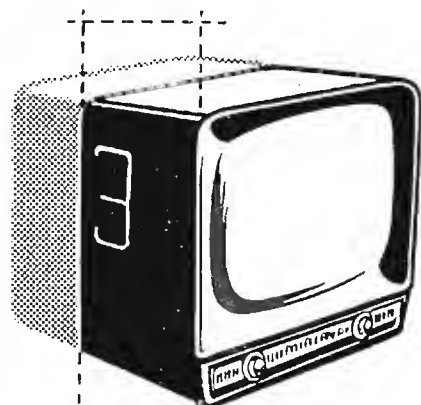
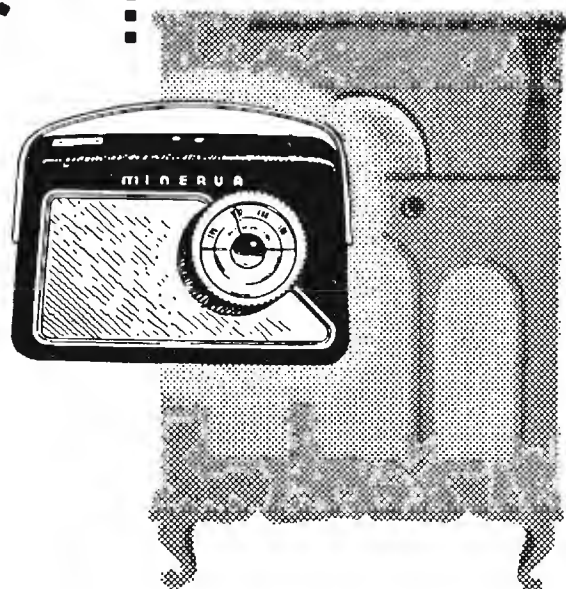
GELOSO s. p. a. - VIALE BRENTA 29 - MILANO 808

a pari passo col progresso tecnico.......

strumenti elettrici di misura

strumenti
da pannello
da quadro
da laboratorio
tascabili
universali
speciali

Cassinelli & C.

MILANO VIA GRADISCA 4 - TEL. 991.121 - 966.014

Nei migliori negozi è già in vendita la serie 1958 della

radio MINERVA

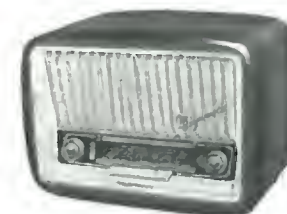
Questo portatile a 7 transistors con circuito stampato è la più brillante realizzazione del genere, perchè riassume in un mobile dalle dimensioni e peso minimi tutti i pregi di un ricevitore di grande sensibilità e potenza con un consumo irrisorio.

Solo oggi, con l'impiego dei transistors, si è potuto realizzare questa sorprendete fonovaligetta portatile, di dimensioni e peso ridottissimi, che, alimentata da comuni pile per lampadine tascabili, Vi consentirà, con una spesa di poche lire l'ora, di ascoltare ovunque i Vs. dischi preferiti.

I recentissimi modelli di televisori da 17" 21" e 24", oltre alla già affermatasi superiorità qualitativa, hanno il pregio della ridotta profondità del mobile.

S.p A. LUIGI COZZI DELL'AQUILA - MILANO

Ai 3 classici

della modulazione di frequenza

DOMINO m.f.

apparecchio di classe con antenna incorporata per modulazione di frequenza

MIGNONETTE m.f.

oltre 150.000 esemplari di questo piccolo, ma insuperato apparecchio dalle grandi possibilità

BABY STAR m.f.

piccolo prodigio che, pure a prezzo conveniente, possiede requisiti acustici di primo ordine sia in m. f. che in.m. a.

..si è aggiunto il 4° classico

LITTLE MELODY m.f.

il nuovo radiofonografo che racchiude in piccole dimensioni le più alte qualità di riproduzione

Radiotelevisione

TELEFUNKEN

la marca mondiale

TELEFUNKEN Radio Televisione S.p.A. - MILANO - Piazza Bacone, 3 - Tel. 278.556 [aut.]

SIMPSON

ELECTRIC COMPANY (U.S.A.)

STRUMENTI CHE MANTENGONO LA TARATURA

ECCO IL **NUOVO 260!**

Con molte caratteristiche nuove che lo migliorano e lo rendono più utile di prima

NUOVE CARATTERISTICHE

Commutatore per l'inversione delle polarità: rende le misure in c.c. più semplici e veloci .... nessuna inversione dei cordoni.

Nuove portate: 50 Microampere-250 Millivolt: rendono possibili misure più sensibili.... campo di misura delle correnti esteso in sei facili portate.

Scale in due colori (Nero e Rosso): per letture rapide e minore facilità di errori.

Circuiti meno caricati: la sensibilità delle portate di tensione in c.a. elevata a 5.000 ohm-per-volt.

Portate in DBM di uso frequente: —20 DBM a +50 DBM, 1 milliwatt in 600 ohm.

Aumentato il campo di frequenza nelle misure in c.a.: 5 a 500.000 p/s.

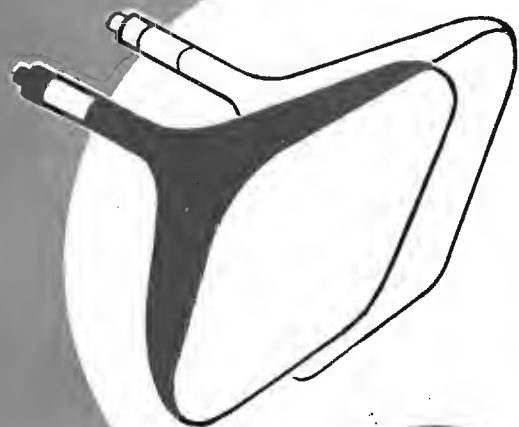
Raddrizzatore a doppia semionda: fornisce misure di tensione in c.a. più precise.

Robusto circuito stampato.

PORTATE:

Volt. c.c. (20.000 ohm/V.): 250 mV., 2,5-10-50-250-1000-5000 V.
Volt c.a. (5.000 ohm/V.): 2,5-10-50-250-1000 - 5000 V.
Volt c.a. (con un condensatore interno in serie da 0,1 μf): 2,5-10-50-250 V.
Decibels: da —20 a +50 db. in 4 portate.
Ohm: 0-2.000 ohm, 0-200.000 ohm; 0-20 megaohm.
Microampere c.c.: 50 - **Milliampere** c.c.: 1-10-100-500 - **Ampere c.c.:** 10.

IL TESTER PIÙ VENDUTO NEL MONDO (SINO AD OGGI 3/4 DI MILIONE DI ESEMPLARI)

Agente Esclusivo per l'Italia: **Dott. Ing. MARIO VIANELLO** - Via L. Anelli, 13 - **Milano** (322) - Tel. 553.081

CAVI E FILI PER ALTA FREQUENZA	HACKETHAL DRAHT UND KABEL WERKE AKTIEN GESELLSCHAFT, HANNOVER

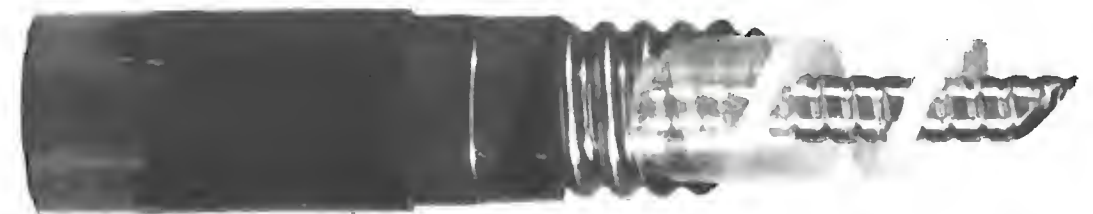
Fabbrichiamo qualunque tipo di cavo per alta frequenza, simmetrico e asimmetrico ,con isolante pieno o a spirale, a base di polietilene, polistirolo, o altri materiali per alta frequenza. I nostri cavi di potenza sono fabbricati con impedenza caratteristica di 50 o 60 ohm, e, su richiesta, per qualunque valore di potenza ed impedenza. Fabbrichiamo inoltre cavi per discesa d'antenna, coassiali e simmetrici, schemati e no. Tutti i nostri cavi possono essere forniti con guaina di piombo o plastica, per posa sotterranea o aerea, e secondo qualunque norma di collaudo. Le caratteristiche principali dei nostri cavi più comuni sono riportate nella tabella. Richiamiamo in particolare l'attenzione sui nostri cavi di potenza tipo HFE 3,5/15,7 - HFE 8/24 RW - HFE 9/24 RW - HFE 17/42 RW. Questi cavi risolvono definitivamente il problema della flessibilità e della robustezza meccanica dei cavi coassiali: in questi cavi lo strato conduttore di rame è steso su di un supporto di lamiera di acciaio ondulata. La resistenza meccanica e la flessibilità raggiunte con questa costruzione sono semplicemente sbaloriditive, si da permettere in una prova di sottoporre un cavo tipo 8/24 a 180 avvolgimenti e svolgimenti attorno ad un tamburo di un metro, senza variazioni misurabili delle caratteristiche elettriche. La trazione necessaria per la formatura fu di appena 30 Kg. Questi cavi rendono finalmente possibili collegamenti estemporanei, e, in vista della loro lunghissima durata senza necessità di manutenzione, procurano enormi economie di esercizio.

Denominazione	Impedenza caratteristica Ω	Velocità di propagazione %	Capacità pF/m	Tensione di esercizio max KV	Attenuazione Neper/Km				∅ esterno sul mantello mm	Raggio minimo di curvatura mm	Peso Kg/Km
					1 MHz	10 MHz	100 MHz	1000 MHz			
AL 0,5/4,0	85±10%	66	60	2,4	1,3	4	15	—		38	40
AL 0,6/7,2	100±10%	66	52	3,5	0,9	2,9	9	—	8,2	75	120
AL 0,8/3,7	60± 5%	66	84	2,8	1,3	4	15	—	5,5	40	40
AL 0,8/3,2 L	60±10%	66	84	2,5	1,4	4,5	18	—	5	38	34
SAL 0,65/2,2 S	120±10%	66	42	—	1,2	4	13	—	7,4	100	65
SAL 0,5/4,2 S	240± 5%	82	17	—	0,8	2,7	—	—	13,3	100	220
SAL 0,9/5,0 S	240± 5%	82	16,5	—	vedi	nota	(¹)		1,8 × 6,8		18
*SAL 0,9/6,5 L	300±10%	85	13	—	0,3	1,2	5	—	1,8 × 8,3		19
SAL 0,4/4,0 S	240± 5%	82	16,5	—	1,2	4	13	—	5,4 × 9,4		55
**HFE 1,5/6,5	60± 5%	66	84	5,0	0,7	2,2	8	—	10	90	120
***HFE 2,3/10 B	60± 5%	66	84	8	0,5	1,4	6	—	14	140	250
HFE 4/18 F	60± 5%	66	84	14	0,2	0,7	3	—	25	250	800
HFE 5,3/15,7 W	60± 2%	92	60	2,5	0,26	0,6	2	7	24	250	635
HFE 8/24 RW	60± 2%	92	60	4	0,16	0,4	1,4	5	31	300	980
HFE 8/35 LF	60± 5%	66	84	28	0,14	0,5	2,1	—	40	420	2500
HFE 9/24 RW	50± 2%	92			—	0,4	1,6	6	30	300	730
HFE 17/42 RW	50± 2%	91			—	0,2	0,8	3,7	52	500	2020
HFE 11/50 LF	60± 5%	66	84	39	0,1	0,3	1,6	—	55	600	3750

Note (¹): secondo DIN 47261, fornibile anche nei tipi LV - LU - LUV. *: fabbricato anche nel tipo LU. **: fabbricato anche nel tipo D. ***: fabbricato anche nel tipo BD.

La denominazione di ogni singolo cavo descrive le caratteristiche principali del cavo stesso secondo la seguente leggenda:

AL: cavo discesa antenna asimmetrico
SAL: idem ma simmetrico
HFE: cavo di potenza
Per i cavi AL e HFE:
1° cifra: ∅ esterno del conduttore interno
2° cifra: ∅ interno del conduttore esterno
Per i cavi SAL:
1° cifra: ∅ dei conduttori
2° cifra: distanza fra i centri dei conduttori

B: treccia di piattina di rame
D: conduttore esterno massiccio
F: conduttore esterno di nastro sagomato
L: conduttore interno in cordina di rame
R: conduttore interno tubolare
S: schermato
U: resistente all'ultravioletto
W: conduttore esterno ondulato
— nessun suffisso: conduttore interno massiccio e conduttore esterno a treccia.

Cavo HFE 17-42 - struttura dei conduttori in acciaio e rame

Agenti Generali per l'Italia: SANTANA - Via S. Quintino 19 - Torino tel. 48.654 - 528.558

MANCA PUBBL.

l'autoradio che

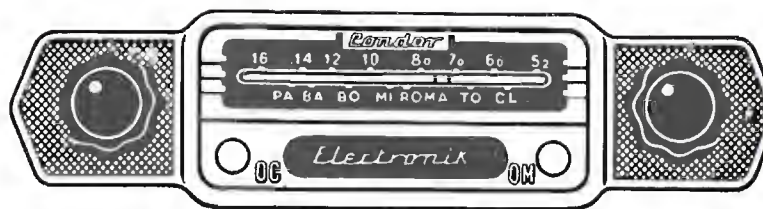
- **CERCA**
- **SCEGLIE**
- **SINTONIZZA**

le stazioni radio

- **DA SOLO**

Condor

ELECTRONIK

Dr. Ing. GIUSEPPE GALLO
S.P.A. CONDOR
MILANO
VIA UGO BASSI, 23/A

CAVI PER ALTA FREQUENZA E TELEVISIONE

La S.p.A. CARRETTO & C. ha studiato e messo a punto la serie « **CELLULENE** » di cavi per alte frequenze e televisione del tipo coassiali (60 - 75 ohm) e bifilare (300 - 240 - 150 ohm).

Detta serie di cavi, per le caratteristiche elettriche superiori del dielettrico « **CELLULENE** », per le doti di resistenza agli agenti atmosferici ed all'invecchiamento, per la costanza di prestazioni nelle peggiori condizioni di temperatura (—30° C a +80° C) e di umidità, può soddisfare ogni più esigente utilizzazione.

Ad esempio le caratteristiche **di minimo angolo di perdita e minima attenuazione** dei cavi in « **CELLULENE** » (caratteristiche pressochè insensibili agli agenti atmosferici esterni) hanno permesso la ricezione televisiva a più chilometri dall'aereo ricevente là dove le normali linee di alimentazione non avrebbero potuto portare un segnale sufficiente.

La particolare struttura fisica del dielettrico «**CELLULENE**» a cavità perfettamente stagne, impedisce ogni infiltrazione di umidità o formazione di acqua di condensa nel cavo e pertanto le caratteristiche del cavo non variano che in minima misura con il tempo e con le variazioni meteorologiche.

Nei cavi in « **CELLULENE** » coassiali lo schermo, che assolve pure lo scopo di conduttore di ritorno, è costituito da una treccia di fili di rame ad alta densità di schermatura.

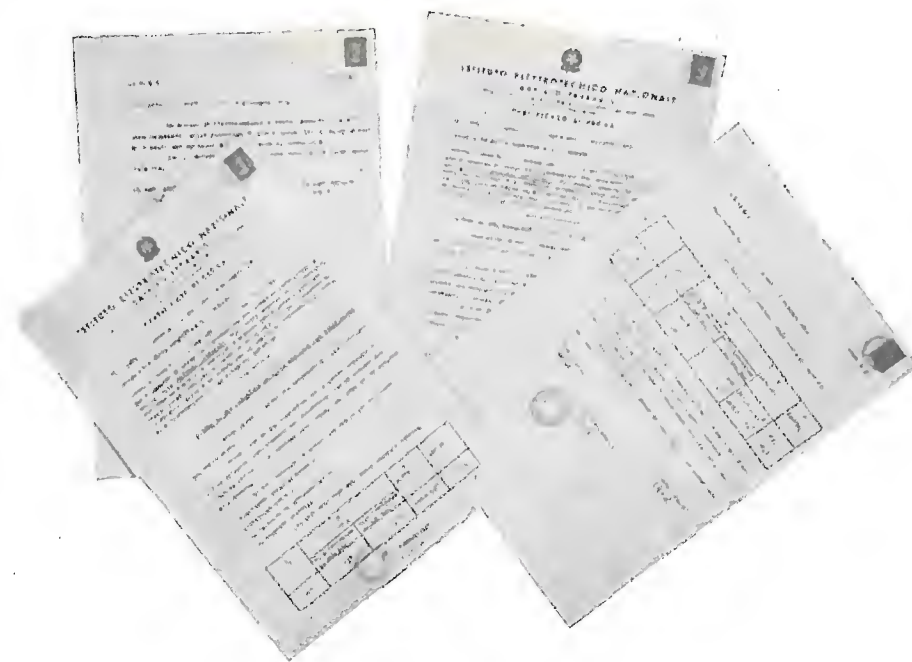
Le guaine esterne, a base di speciale mescola di Cloruro di polivinile, sono state particolarmente studiate per dare ai cavi la massima protezione dagli agenti atmosferici anche dopo lungo tempo di esercizio.

Onde ottenere le migliori prestazioni la posa in opera dei cavi in « **CELLULENE** » deve essere eseguita tenendo presenti le normali precauzioni conosciute da ogni buon tecnico installatore ed in particolare le Norme consigliate dai Servizi Assistenza Tecnica della R.A.I.

CARATTERISTICHE DEL DIELETTRICO "CELLULENE"

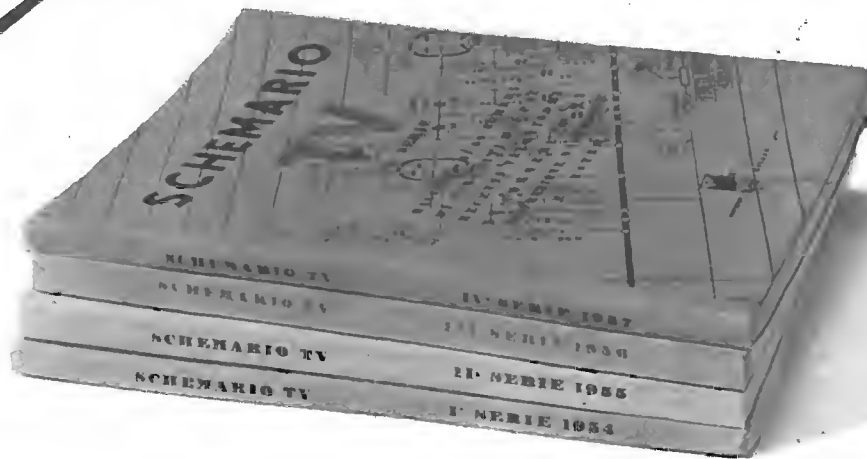
Peso specifico a 15° C	0,46
Flessibilità al freddo	— 50° C
Punto di rammollimento	105° C
Allungamento a rottura	250%
Carico di rottura	50 Kg/cm²
Costante dielettrica	1,6
Fattore di perdita a 200 Mhz	0,00025
Assorbimento di acqua	trascurabile
Azione dell'acqua marina	trascurabile
Resistenza all'ozono	ottima
Resistenza ai raggi ultravioletti	ottima

La S.p.A. « CARRETTO & C. » costruisce una vasta gamma di cavi per alta frequenza e TV di impedenze e caratteristiche diverse.

Per ogni esigenza il ns. Ufficio Tecnico è a disposizione della Spettabile Clientela.

S.p.A. CARRETTO & C. Fabbrica Conduttori Elettrici - Via Vandalino 101 - Tel. 790.879 - **Torino**

È uscita il 4° Schemario TV

Formato aperto 43x31,5
Costo L. **2500**

Comprende 60 schemi circuitali nuovi, delle più note Case costruttrici italiane ed estere. E' la continuazione di una raccolta che non può mancare ai teleriparatori ed agli studiosi TV.

IL ROSTRO

E' in vendita presso la
Ed. il Rostro - Via Senato, 28 - Milano - Tel. 798.230 - 702.908

TESTERS ANALIZZATORI - CAPACIMETRI - MISURATORI D' USCITA

MODELLO BREVETTATO 630 «ICE» E MODELLO BREVETTATO 680 «ICE»

Sensibilità 5.000 Ohms x Volt — **Sensibilità 20.000 Ohms x Volt**

Essi sono strumenti completi, veramente professionali, costruiti dopo innumerevoli prove di laboratorio da una grande industria. Per le loro molteplici caratteristiche, sia tecniche che costruttive **essi sono stati brevettati sia in tutti i particolari dello schema elettrico come nella costruzione meccanica** e vengono ceduti a scopo di propaganda ad un prezzo in concorrenza con qualsiasi altro strumento dell'attuale produzione sia nazionale che estera!

IL MODELLO 630 presenta i seguenti requisiti:

- Altissime sensibilità sia in CC. che in C.A. (5.000 Ohms × Volt)
- 27 PORTATE DIFFERENTI
- **ASSENZA DI COMMUTATORI** sia rotanti che a leva!!! Sicurezza di precisione nelle letture ed eliminazione di guasti dovuti a contatti imperfetti!
- **CAPACIMETRO CON DOPPIA PORTATA** e scala tarata direttamente in pF. Con letture dirette da 50 pF fino a 500.000 pF. Possibilità di prova anche dei condensatori di livellamento sia a carta che elettrolitici (da 1 a 100 μF).
- **MISURATORE D'USCITA** tarato sia in Volt come in dB con scala tracciata secondo il moderno standard internazionale 0 dB = 1 mW su 600 Ohms di impedenza costante.
- **MISURE D'INTENSITA'** in 5 portate da 500 microampères fondo scala fino a 5 ampères.
- **MISURE DI TENSIONE SIA IN C.C. CHE IN C.A.** con possibilità di letture da 0,1 volt a 1000 volts in 5 portate differenti.
- **OHMMETRO A 5 PORTATE** (x 1 x 10 x 100 x 1000 x 10.000) per misure di basse, medie ed altissime resistenze (minimo 1 Ohm - MASSIMO 100 «**cento**» **megaohms**!!!).
- Strumento antiurto con sospensioni elastiche e con ampia scala (mm. 90x80) di facile lettura.
- Dimensioni mm. 96x140 - **Spessore massimo** soli 38 mm. Ultrapiatto!!! Perfettamente tascabile - Peso grammi 500.

IL MODELLO 680 è identico al precedente ma **ha la sensibilità in C.C. di 20.000 Ohms per Volt.** Il numero delle portate è ridotto a 25 compresa però una portata diretta di 50 μA fondo scala.

PREZZO propagandistico per radioriparatori e rivenditori:

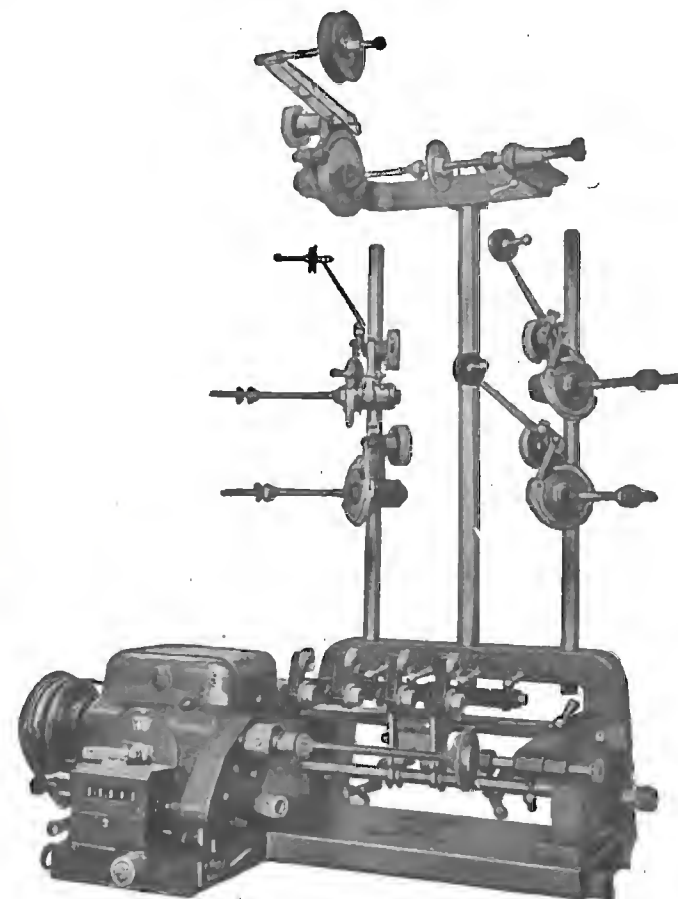
Tester modello 630 — L. 8.860!!!
Tester modello 680 — L. 10.850!!!

Gli strumenti vengono forniti completi di puntali, manuale d'istruzione e pila interna da 3 Volts franco ns. Stabilimento. **A richiesta astuccio in vinipelle L. 480.**

I.C.E. INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE
MILANO - Via Rutilia, 19/18 - Telef. 531.554 - 5 - 6

BOBINATRICI MARSILLI

Le macchine più moderne per qualsiasi tipo di avvolgimento

Produzione di 20 modelli diversi di macchine con esportazione in tutto il mondo

ANGELO MARSILLI
TORINO - Via Rubiana, 11 - Tel. 73.827

FIERA DI MILANO
padiglione elettrotecnica
posteggio n° 33057/bis

L'ANTENNA

TELEPOWER

è ormai divenuta il fattore indispensabile per una perfetta ricezione TV

Il crescente successo di vendita delle antenne TELEPOWER è chiaro indizio di un sano orientamento del rivenditore verso il prodotto di sicura efficienza e durata anche se di prezzo superiore

ADOTTANDO

TELEPOWER

non avrete pentimenti ed otterrete il massimo dal vostro televisore

TELEPOWER S.p.A. - VIA S. MARTINO, 16 - **MILANO**

H. SCHREIBER

TRANSISTORI

tecnica

e applicazione

Quest'opera di grande attualità illustra in modo chiaro, semplice e preciso tutta la tecnica dei transistori dai principi fondamentali di funzionamento al loro impiego nei circuiti radioelettrici, con numerose applicazioni pratiche.

E' il breviario del radiotecnico che si accinge ad accostarsi ai circuiti con transistori.

Volume di pagg. XII-160 - Formato 15,5x21,5 cm. - L. 1500,—.

Editrice
IL ROSTRO - Milano

è uscito

INTRODUZIONE AL SERVIZIO TV

di H. L. Swaluw e J. Van der Woerd

in lingua italiana

indice

Formazione dell'immagine per mezzo di righe ● Il cinescopio e sua costituzione ● Focalizzazione e deflessione ● Analisi interlacciata ● Il segnale video ● I segnali di sincronismo ● Definizione raggiungibile e larghezza di banda ● Alcune immagini di prova ● I transitori nei circuiti RC ● Modificazione degli impulsi rettangolari nei circuiti integratori e differenziatori RC ● Generazione di tensioni a denti di sega ● Il segnale RF ● Descrizione dello schema di principio e dello schema particolareggiato dei circuiti di un moderno ricevitore TV ● Strumenti di misura per il servizio a domicilio ● Tabelle di misura; misure punto per punto sul ricevitore completo ● Ricerca sistematica del guasto nel ricevitore TV ● Il monoscopio ● Il moderno selettore « turret » a tamburo ● Il sistema intercarrier ● Diagnosi di guasti dall'esame di difetti dell'immagine.

caratteristiche

pagine: 300 ● illustrazioni: 340
tavole: 3 fuori testo
rilegatura: tela ● prezzo L. 3.500

Sconto del 10% ai clienti PHILIPS

TASCABILE

PESO GR. **880** DIMENSIONI CM. **10x17x4**

Il più piccolo e pratico registratore-dittafono per parola e musica esistente al mondo:

- registra e riproduce ininterrottamente fino a: 2 ore e ½ parola e musica (mod. « S »); 5 ore la parola (mod. « L »);
- funziona con le batterie interne (accumulatore) o con la corrente alternata;
- rapida e facile trascrizione dattilografica con il telecomando a pedale elettrico;
- robustissimo, in elegante cassa metallica.

in ogni momento ed ovunque pronto per la registrazione sarà per Voi...

★ **la seconda memoria...**
★ **l'invisibile testimone di colloqui ed accordi verbali...**
★ **il pratico e funzionale dittafono tascabile...**
★ **il gradevole compagno dei momenti di distensione, durante i quali ripeterà per Voi la voce dei Vostri cari o le canzoni preferite...**

Elenco delle Ditte italiane più importanti a cui è stata affifdata la distribuzione:

BOLOGNA: R.A.D.A.R., Via Marconi, 4 - Tel. 32-121
CATANIA: Ocularium, Via Umberto, 17 - Tel. 13-700
CATANZARO: Alass, Via Jannoni, 4 - Tel. 80-24
FIRENZE: Dr. E. Dall'Olio, Via Venezia, 10 - Tel. 58-84-31
GENOVA: M. Di Vittorio, Via XX Settembre 228 r. - Tel. 56-671
MILANO: Org. Miedico A., Via P. Castaldi, 8 - Tel. 65-23-90/63-71-97
NAPOLI: Carlo La Barbera, Via Roma, 186/7 - Tel. 320.805
PADOVA: Vanotti, Via Roma, 15 - Tel. 34-080
PALERMO: Giuseppe Fici, Via Roma 102-4-6-8 - Tel. 31-753/31-934
ROMA: Modeca S. r. l., Via Nizza, 22 - Tel. 84-10-39/84-15-59
Radioprodotti, Via Nazionale 239 - Tel. 841-281
TORINO: Giulio Carmine, Via Mazzini, 22 - Tel. 49-203
TRIESTE: Laurini Dr. Nevio, Piazza Ponterosso, 3 - Tel. 38 385

Agente Generale per l'Italia: **Organizzazione MIEDICO ALFREDO Via Panfilo Castaldi, 8 - M I L A N O - Telefono 65-23-90/63-71-97**

2

FEBBRAIO 1958

XXX ANNO DI PUBBLICAZIONE

Proprietà . . . . **EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.**
Gerente . . . . **Alfonso Giovene**

Consulente tecnico . . . **dott. ing. Alessandro Banfi**

Direttore responsabile **dott. ing. Leonardo Bramanti**

Direzione, Redazione, Amministr. e Uffici Pubblicitari
VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » e la sezione « **televisione** » si pubblicano mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 350**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3500 più 70** (2% imposta generale sull'entrata); estero **L. 5000 più 100**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

pag.

Editoriale

Televisione

Circuiti

Tecnica applicata

Rubriche fisse

2

FEBBRAIO 1958

XXX ANNO DI PUBBLICAZIONE

Proprietà . . . . **EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.**
Gerente . . . . **Alfonso Giovene**

Consulente tecnico . . . **dott. ing. Alessandro Banfi**

Direttore responsabile **dott. ing. Leonardo Bramanti**

Direzione, Redazione, Amministr. e Uffici Pubblicitari
VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica **« l'antenna »** e la sezione **« televisione »** si pubblicano mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 350**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3500 più 70** (2% imposta generale sull'entrata); estero **L. 5000 più 100.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50,** anche in francobolli.

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

pag.

Editoriale

Televisione

Circuiti

Tecnica applicata

Rubriche fisse

Anno Nuovo, Vita Nuova

Mai come nell'attuale critico frangente della TV italiana, si è imposto l'imperativo disperato « o rinnovarsi o... languire ».

La situazione già da noi prima abbozzata e poi chiaramente denunciata a varie riprese in questa sede editoriale, si è andata aggravando nelle ultime settimane. E tale situazione depressiva è la risultante di una prolungata sensazione pessimistica che si va diffondendo fra il pubblico italiano nei riguardi della TV.

A questo doloroso e sconfortante risultato ci ha purtroppo portato con testarda perseveranza la R.A.I. coi suoi programmi prevalentemente sciatti, monotoni e privi di attrattiva. Ma a queste desolanti constatazioni non possiamo soggiacere passivamente e rassegnarsi al fato ineluttabile ed irrimediabile. No. Finchè c'è vita c'è speranza. E la speranza è che nell'anno 1958 si avverino tutte quelle iniziative e provvidenze che abbiamo auspicato e prospettato al fine di migliorare la situazione della TV italiana.

Si dice che è facile criticare, ma è difficile far di meglio. Ma tutte le nostre critiche sono sempre state « fattive » avendo invariabilmente indicato i possibili rimedi all'attuale stato di cose.

All'obiezione che è difficile se non impossibile accontentare tutti i telespettatori con un unico programma, abbiamo sempre auspicato la molteplicità dei programmi, meglio se i differenti programmi provengono da diverse fonti in concorrenza « morale e di prestigio » fra di loro onde stimolarne l'iniziativa e l'ingegnosità. Con una semplice manovra del « selettore canali » di cui è provvisto ogni televisore, il telespettatore potrebbe scegliere fra due o tre programmi contemporaneamente in onda, quello che più gli aggrada. Il solo fatto della possibilità di scelta, costituisce già un importantissimo fattore psicologico a favore dell'attrattiva degli spettatori TV. Il fattore « concorrenza » in qualità ed interesse dei programmi, rappresenta poi un incentivo prezioso ed irresistibile al continuo miglioramento dei programmi stessi. Considerazioni queste, tutte già ampiamente scontate e riconosciute in tutti i Paesi democratici serviti dalla TV. Ed a riprova della validità e consistenza delle nostre osservazioni valga la constatazione che nei due soli Paesi, Italia e Francia, ove è in atto la TV a programma unico monopolistico, pur con livello economico e standard di vita grandemente diversi, lo sviluppo e la diffusione della TV sono paurosamente bassi. E ciò è tanto più sconfortante quando si pensi che la Germania che ha iniziato da solo due anni un regolare efficiente servizio di TV e possiede solo 32 emittenti nei confronti delle nostre attuali 130, ha già raggiunto un milione di abbonati. E se pensiamo ai quasi 8 milioni di abbonati inglesi, praticamente raddoppiati nei due ultimi anni con la coesistenza in rivalità dei due Enti, B.B.C. e I.T.A. i nostri 600 mila e gli 800 mila teleabbonati francesi sono un indice altamente significativo e tale da indurre in urgenti ed imperative riflessioni sulla necessità di una revisione dell'attuale assetto della TV italiana.

Un'altro motivo della scarsa diffusione della TV nel nostro Paese è dovuto all'alto, eccessivo canone di abbonamento. L'attuale quota elevata era giustificata agli inizi del servizio, quattro anni or sono, con l'esiguo numero degli utenti e con l'assenza di introiti pubblicitari collaterali. Ormai è già un anno che la R.A.I. incassa circa 5 milioni ogni sera con le trasmissioni di « Carosello », ed il povero « pantalone » deve sorbirsi la pubblicità e pagare sempre il canone d'abbonamento più elevato del mondo.

Ma come può la nostra TV svilupparsi rigogliosamente e divenire popolare se rimane così oberata e strozzata da tutti questi assurdi e illiberali capestri?

(il testo segue a pag. 95)

I Tubi di Analisi Televisiva

In questa prima parte si esaminano le premesse indispensabili per la comprensione della generazione del segnale video: il classico effetto fotoelettrico o effetto Hallwachs e l'emissione secondaria.

(parte prima di tre parti)

dott. ing. Antonio Nicolich

1. - I TUBI DI ANALISI TELEVISIVA.

LA CONSTATAZIONE che molti giovani appassionati di TV possiedono un'idea troppo vaga (o non la possiedono affatto) del funzionamento dei tubi da presa, e le reiterate richieste rivoltemi di chiarire loro le idee, mi hanno indotto a richiamare tale argomento su queste colonne, senza alcuna pretesa di rivelare delle novità. Questo articolo è quindi dedicato alle nuove leve, senza escludere che qualche recluta delle leve passate possa trovarvi alcune nozioni a suo tempo non completamente assimilate.

Poichè i vari tubi da presa televisiva (esclusi quelli basati sulla fotoconduttività) sono fondati sul classico effetto fotoelettrico, prendiamo le mosse da questo, che costituisce una premessa indispensabile per la comprensione della generazione del video segnale.

2. - L'EFFETTO FOTOELETTRICO o EFFETTO HALLWACHS.

Per noi è di interesse l'emissione elettronica da parte dei metalli alcalini (sodio, potassio, cesio, rubidio) colpiti da radiazioni luminose; questo fenomeno è un caso particolare di un fenomeno più vasto, che riguarda l'emissione di elettroni da parte dei metalli e degli ossidi metallici provocata dall'incidenza di radiazioni di lunghezza d'onda estremamente piccola (raggi ultravioletti, raggi gamma, raggi X).

Inviando sul fotocatodo di una cellula fotoelettrica a vuoto, disposta in un circuito come quello di fig. 1, un fascetto di luce, il galvanometro G accusa un passaggio di corrente i mentre se si fa il buio, la corrente cessa. La corrente è dell'ordine del microampere, e si verifica per radiazioni incidenti sulla cellula in ampolla in ci si è fatto il vuoto, di frequenza molto alta, ed è crescente con la d.d.p. esistente fra catodo e placca fino a che, raggiunta la saturazione dipendente dall'intensità della luce incidente, un ulteriore incremento di v_a, non comporta un aumento di i.

Per $v_a < o$ di pochi volt, si può rilevare una debolissima corrente fotoelettrica. Se v è la velocità dell'elettrone di massa m, W_o è una costante dipendente dalla natura del metallo colpito da una radiazione luminosa di lunghezza d'onda λ e frequenza ν, vale l'equazione di Einstein:

$$\frac{1}{2}\, mv^2 = h\nu - W_o \quad \text{in cui:} \qquad [1]$$

h = $6{,}55 \cdot 10^{-27}$ erg·sec = costante di Plank = quanto di energia;

W_o = energia corrispondente a pochi volt, indipendente dalla frequenza e dall'intensità della luce incidente.

Secondo la [1] la massima velocità con la quale gli elettroni abbandonano il fotocatodo è data dall'espressione:

$$v = \sqrt{\frac{2\,(h\nu - W_o)}{m}} \qquad [2]$$

Se si conferisce alla placca della fotocellula un potenziale negativo V_o, tale che $eV_o = h\nu - W_o$ (e = carica dell'elettrone), non si ha emissione elettronica, il valore negativo di V_o che interdice la fuoruscita di elettroni dal catodo, dicesi *potenziale di arresto*.

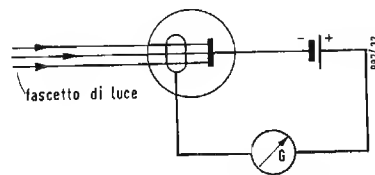



Fig. 1 - Generazione della corrente fotoelettrica.

La [2] è confermata dall'esperienza infatti la velocità degli elettroni emessi è funzione solo della frequenza ν della radiazione eccitante ed è indipendente dall'intensità di quest'ultima. W_o diviene trascurabile per frequenze altissime (raggi X). L'emissione elettronica è immediata; tosto che una radiazione colpisce la superficie metallica, il flusso elettronico appare istantaneamente con un ritardo minore di 1 centesimo di μsec, che può considerarsi infinitesimo. Il meccanismo della fotoemissione si può interpretare ammettendo per ipotesi che l'energia della radiazione eccitatrice sia di natura granulare; che esista cioè un grano di energia individuabile col prodotto $h\nu$ detto «quanto». Gli elettroni del materiale colpito si impossessano ciascuno di un quanto ed escono immediatamente con velocità corrispondente ad $h\nu$ diminuito dell'energia W_o che è stata necessaria per l'espulsione. Poichè l'energia è esprimibile in funzione della carica e e del potenziale: $W_o = e\,V'_o$, si definisce V'_o «potenziale di estrazione» rappresentante la barriera di potenziale che l'elettrone deve superare per fuoruscire dal metallo. V'_o è caratteristico per ogni metallo; W_o è il lavoro di estrazione. Quando la radiazione incidente è la luce, il relativo quanto energetico si definisce fotone. I fotoni conferiscono alla luce una struttura granulare il che fa ritornare alla teoria corpuscolare del Newton. A questa conclusione si è condotti per spiegare l'istantaneità dell'emissione, che non è conciliabile con una natura ondulatoria della luce, secondo la quale una superficie d'onda di debole entità dovrebbe insistere per diversi minuti per estrarre elettroni dal metallo. Ripetiamo che l'esperienza dimostra sempre che l'emissione è immediata e indipendente dall'intensità della radiazione in arrivo.

Per ogni metallo esiste una frequenza ν_o (e la corrispondente lunghezza d'onda λ_o detta *soglia fotoelettrica*) al disotto della quale non si ha emissione elettronica; se la frequenza della radiazione incidente è minore ν_o non si possono estrarre elettroni da un metallo.

ν_o è definita dalla relazione $h\nu_o = eV'_o$, mentre

ze d'onda; si nota perciò talvolta che alcuni di questi emettitori presentano risposte differenti a seconda che il piano di polarizzazione della luce in arrivo coincide col piano della superficie emittente o è normale ad esso. Il raggiungimento di un forte rendimento fotoelettrico va considerato sotto vari aspetti: 1) anzitutto il materiale deve assorbire la radiazione, che lo colpisce, entro un sottile strato di spessore tale da acconsentire la fuoruscita degli elettroni; ciò comporta che il materiale non può essere molto riflettente, nè molto trasparente; 2) inoltre il potenziale di estrazione (funzione di lavoro) del

$$\lambda_o = \frac{C}{\nu} = \frac{hC}{eV'_o} = \frac{6{,}55 \cdot 10^{-27} \cdot 3 \cdot 10^{10} \cdot 3 \cdot 10^{2}}{4{,}77 \cdot 10^{-10}\, V'_o} = \frac{12.350}{V'_o}\ \text{Å} \qquad [3]$$

(Si ricordi che 1 volt $= \frac{1}{300}$ u.e.s. e che $1\text{Å} = 10^{-8}$ cm).

Per il sodio il potenziale di estrazione è $V'_o = 1{,}8$ V, da cui la lunghezza d'onda limite o di soglia fotoelettrica vale

$$\lambda_o = \frac{12.350}{1{,}8} \cong 6.850\ \text{Å}.$$

Il fenomeno fotoelettrico ha posto il Fisico davanti all'interazione fra energia e materia, che tanta importanza ha assunto negli ultimi decenni portando a considerare l'irradiazione (annichilimento) della materia e la materializzazione dell'energia. Colla [3] si calcola, nota che sia la soglia λ_o, il potenziale V'_o di estrazione, per i diversi metalli:

Metallo	λ_o Å	V'_o volt	Metallo	λ_o Å	V'_o V
Argento	2160	4,73	Platino	1962	6,3
Alluminio	3500 ≈	da 2,5 a 3,6	Tungsteno	2650	4,58
Oro	2650	4,82	Zinco	3720	3,32
Calcio	4500	2,7			
Sodio	6800	1,8			
Cesio	17600	0,7			
Potassio	5500	da 1,76 a 2,25			
Magnesio	3650	3,4			

Circa la velocità degli elettroni emessi, la [2] (che può anche essere scritta $V_e = \frac{h\nu}{e} - V'_o$ [2′] quando la velocità V_e sia computata in unità elettrone-volt) presuppone che gli elettroni nel metallo non abbiamo energia maggiore di W_o e che non si verifichino collisioni multiple fra elettroni e fotoni. In realtà alcuni elettroni sono espulsi con velocità maggiore di quella prevista dalla [2′] per la presenza nel metallo di elettroni aventi energia maggiore di W_o. Il Fowler ha ricavato un'espressione della funzione del lavoro di estrazione V'_o, in termini del potenziale ritardante e della temperatura, espressione che dà dei valori di V'_o assai più precisi.

Come l'emissione termoionica l'emissione fotoelettrica è notevolmente aumentata per superfici assoggettate a certi trattamenti, che permettono di abbassare ν_o raggiungendo la soglia λ_o più alta.

Questo si verifica con sicurezza sovrapponendo uno strato di metallo alcalino. Le superfici aventi la maggior risposta fotoelettrica sono quelle semiconduttrici, piuttosto che metalliche pure. Tutti i complessi fotoemittenti, che si conoscono oggi, aventi energie quantiche sopra lo 0,1 ‰ nello spettro visibile o prossimo all'ultravioletto, sono a base di metalli alcalini. I risultati di gran lunga migliori si ottengono col cesio. Quasi tutte le superfici composte danno oltre ai loro prodotti quantici, un'emissione fotoelettrica selettiva: un fotoemettitore si dice selettivo quando la sua efficienza qiantica presenta dei massimi e dei minimi, invece di aumentare uniformemente al diminuire della lunghezza d'onda della radiazione incidente entro una vasta gamma di lunghez-

materiale deve essere relativamente basso, per far sì che non sia troppo piccola la probabilità che l'interazione fra un elettrone ed un fotone dia luogo a un'energia dell'elettrone, che gli permetta al minimo di superare la barriera di potenziale; 3) il numero delle collisioni subite dagli elettroni colpiti dalla radiazione per le quali l'energia di tali elettroni si dissipa prima che essi raggiungano la superficie, deve essere tale che la dissipazione si verifichi solo eccezionalmente; 4) deve essere piccola la probabilità che i fotoni vengano assorbiti da transizioni, che non permettono agli elettroni il raggiungere un livello di energia cinetica sufficiente ad abbandare la superficie. I requisiti 1), 3) e 4) sono presentati dai semiconduttori, cioè da materiale che hanno una comportamento intermedio fra i metalli e gli isolanti.

Infatti i metalli puri non sono i più adatti perchè il loro alto potere riflettente fa sì che l'assorbimento della radiazione sufficiente a provocare l'emissione, possa verificarsi solo in un sottilissimo strato superficiale, di spessore paragonabile alle dimensioni atomiche. I semiconduttori, suscettibili di modificazione, in seno alla loro massa, di metalli allo stato colloidale, sembrano possedere i nominati requisiti in alto grado, certamente in misura superiore ai soli metalli. La proprietà indicata in 2) circa il basso valore del potenziale di estrazione, è meno strettamente necessaria delle altre tre, e pare che sia posseduta dai migliori fotoemittitori; essa si ottiene generalmente con uno strato superficiale composto, di speciale preparazione. Due sono le più importanti superfici fotosensibili: la superficie fotoemittente al cesio-antimonio ($Cs + Sb$); la superficie cesio-ossido di argento ($Cs + AgO$). La coppia $Cs + Sb$ presenta il massimo rendimento quantico che è dell'ordine del 10 ÷ 20 % e più, per la lunghezza d'onda

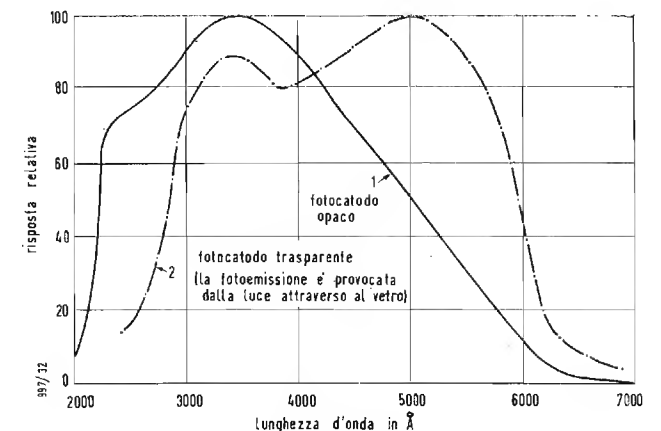



Fig. 2 - Risposta spettrale di un fotocatodo opaco e di uno trasparente al cesio-antimonio.

corrispondente alla sua frequenza di massima risposta; un preparato $Cs + Sb$ di laboratorio ha presentato un rendimento del 30%. La risposta giace essenzialmente nella zona blu dello spettro visibile; la lunghezza d'onda di soglia si aggira sui 6800 Å; allora un catodo preparato con questa composizione

pur presentando un'ottima risposta alla luce bianca, è inadatto in tutti quei casi nei quali è richiesta una spiccata risposta alla zona rossa dello spettro. In fig. 2 è indicata la risposta relativa in funzione della lunghezza d'onda λ in $\AA$ di un fotocatodo opaco (curva 1) e di un fotocatodo trasparente (curva 2). Il fotocatodo opaco è costituito da una superfici esensibile, al $Cs - Sb$, che viene colpita dalla luce

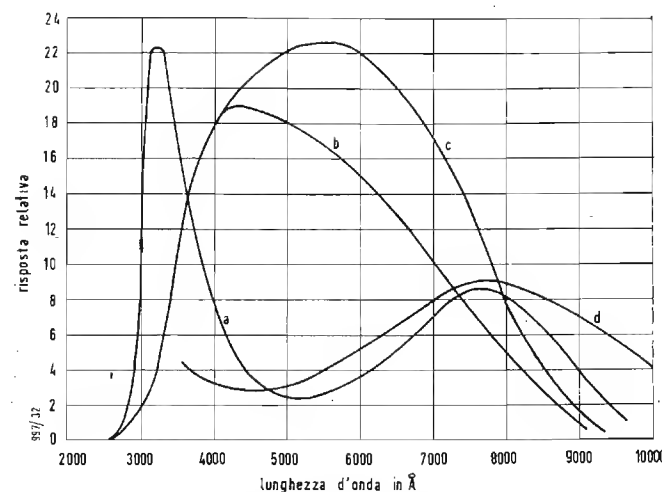



Fig. 3 - Risposta spettrale di fotocatodi argento-cesio-ossido di cesio formati con processi differenti.

direttamente sul lato dal quale vengono estratti gli elettroni. Il fotocatodo trasparente è costituito da una superficie semitrasparente che viene colpita da un lato dalla luce, la quale desta l'emissione elettronica sulla faccia opposta ricoperta dal materiale fotosensibile, attraverso allo spessore della lastra. Lo strato attivato al cesio-antimonio presenta le caratteristiche di un semiconduttore. La variazione della conduttività con la temperatura indica energie di attivazione da 0,35-0,45 volt-elettrone. Il materiale è un emettitore termoionico avente una funzione di estrazione di valore fra 0,5 e 1,5 elettrone-volt, in dipendenza di vari fattori, per es. della quantità di ossigeno che è stata assorbita dallo strato. La fotoemissione appare funzione del volume, come se si trattasse di un fotoemettitore semiconduttore. I fotocatodi al $Cs - Sb$ trovano molte applicazioni pratiche nei tubi da presa di alta sensibilità alla luce bianca o azzurra, nelle fotocellule le nei moltiplicatori elettronici a fotocellula. L'altro tipo di fotocatodo è quello con superficie all'argento cesiato, ed è preferibiile, al tipo precedente, per la maggior risposta alla

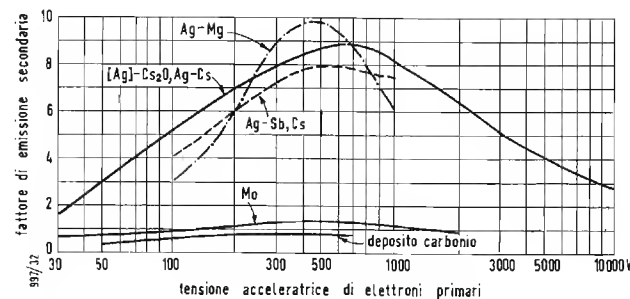



Fig. 4 - Rapporto di emissione secondaria di fotocatodi tipici.

luce rossa, fino all'infrarosso; infatti la sensibilità di una superficie ben attivata ha ordinariamente una soglia fotoelettrica λ_0 da 11.000 a 13.000 Angstrom ($\AA$), ma si sono preparate superfici all'argento-cesio con lunghezza d'onda limite fino anche di 17.000 $\AA$. La fig. 3 denuncia che l'emissione di queste superfici è selettiva: infatti presenta un massimo intorno a 8.000 o 9.000 $\AA$ poi cade a un minimo per la luce verde, successivamente risale di nuovo, fino a presentare un massimo talvolta spiccatissimo, per il blu e per il violetto Le curve *a*), *b*), *c*), *d*) di fig. 3 sono le risposte tipiche spettrali di alcuni tipi di questi fotoemettitori. La lungezza d'onda estrema della risposta notevolmente varia con le modalità di attivazione usate nella preparazione del catodo. Anche i catodi all'argento cesiato possono essere a superficie opaca o trasparente. La preparazione dei fotocatodi è estremamente delicata e richiede una grande meticolosità in tutte le fasi di lavorazione, particolarmente nei riguardi della temperatura, senza delle quali si arrischia di compromettere completamente l'esito della produzione. Anche i fotocatodi all'argento cesiato trovano impiego in vari dispositivi sensibili alla luce, sia nella forma di tubo a vuoto spinto, sia di quella di fotocellule a gas, in cui un'atmosfera di un gas inerte alla pressione di 1/10 di mm di mercurio rende possibile l'amplificazione nel gas della fotocorrente. Le superfici all'argento-cesio sono utilmente usate nei tubi da presa con raggi infrarossi, questi tubi hanno trovato largo impiego durante la seconda guerra mondiale; pure i fotomoltiplicatori sensibili all'infrarosso fanno parte di questa famiglia di fotoemettitori. Esistono dei preparati all'argento in unione col rubidio, costituiti da altra base, come il bismuto, l'ossigeno-argento col cesio. Queste combinazioni si usano quando occorre una particolare curva di risposta spettrale; così quando si vuole estendere verso il rosso la risposta della combinazione $Cs - Sb$, si usa il bismuto; se invece si vuole limitare la risposta nella regione dell'infrarosso si sostituisce il rubidio al cesio, nella combinazione $Ag - AgO$. I fotocatodi al litio-potassio antimonio si dimostrano adatti in quei casi nei quali l'emissione termoionica deve essere bassa (per es. nei fotomoltiplicatori per i contatori a scintillazione) e quando si desidera una risposta limitata alla regione azzurra-violetta dello spettro luminoso.

Altri tipi di effetto fotoelettrico:

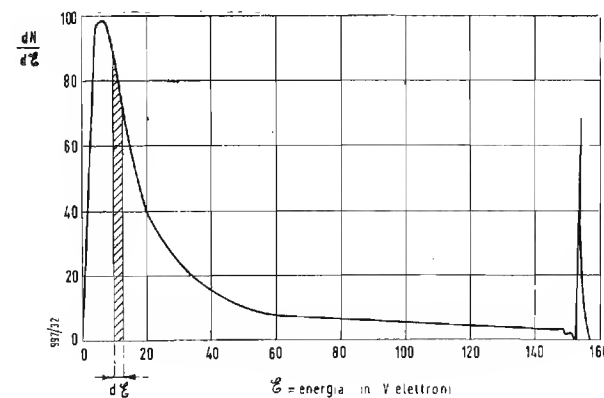
1) Effetto di fotoconduzione: alcune sostanze, fra le qual i cristalli di diamante, di salgemma, e certi liquidi, come i toluolo e l'olio di paraffina, presentano una variazione di resistenza se colpiti da una radiazione luminosa. La fotoconduzione variabile è specialmente riscontrabile col selenio grigio metallico e col solfuro di tallio, anche nell'infrarosso. Sul principio della fotoconduzione si basano i tubi da presa vidicon, staticon, ecc.

2) Effetto fotovoltaico o effetto Becquerel; si manifesta come una lieve variazione (di pochi centesimi di volt) della tensione di pile voltaiche, quando un elettrodo è soggetto ad illuminazione.

3) Effetto fotoelettrico di contatto: si manifesta con una f.e.m. nei raddrizzatori metallici a sbarramento $Cu \cdot Cu\ O_2$ e nelle coppie selenio-metallo, quando si illumina la loro superficie attiva. Le cellule fotoelettriche a strato di sbarramento al selenio sono dette « pile fotoelettriche » o « autogeneratrici » in quanto possono fornire una tensione senza alcuna alimentazione elettrica; chiudendole sopra una resistenza di carico di valore da 10 a 100 volte quello della resistenza interna, forniscono una corrente misurabile, di intensità che è una funzione lineare dell'illuminazione, almeno fin tanto che questa si mantiene relativamente bassa.

3. - L'EMISSIONE SECONDARIA.

Consiste nella fuoruscita di elettroni da un solido, quando la sua superficie viene colpita da elettroni (primari) ad alta velocità. È necessaria una sorgente esterna di eccitazione. A differenza della fotoemissione in cui un fotone incidente sulla superficie metallica estrae un solo elettrone cedendogli il suo quanto di energia, nell'emissione secondaria ogni elettrone veloce eccitatore può estrarre dalla superficie sensibile diversi elettroni, il numero di elettroni uscenti per ogni elettrone incidente è noto come *rapporto di emissione secondaria*. A seconda della natura della superficie bombardata e delle modalità del bombardamento, tale rapporto può essere minore di 1, oppure raggiungere anche i valori dell'ordine di 12 o 15. Le superfici molto porose di certi materiali conferiscono loro un basso rapporto di emissione secondaria; esempi di simili materiali sono il carbone nero e l'alluminio depositato sopra una superficie metallica di base; per essi si può ottenere un rapporto massimo di 0,5 e anche più basso. Si può interpretare il fenomeno ammettendo che la rugosità della superficie trattenga la maggior parte degli elettroni. Le superfici metalliche terse presentano un rapporto massimo di emissione secondaria all'incirca unitaria. I rapporti dell'ordine di 4 o 5 per i metalli si spiegano con alterazioni della superficie. Questi valori piuttosto eccezionali sono presentati, oltre che dai metalli alcalini, anche da calcio, berillio e bario. Un'alterazione anche molto modesta della superficie può dar luogo a forti aumenti del rapporto di emissione secondaria. Per esempio l'emissione dal magnesio, alluminio e berillio può venire moltiplicata per 2 o per 3 da un semplice strato di ossigeno depositato sopra la loro superficie. I maggiori rapporti (<10) competono alle superfici complesse analoghe a quelle dei fotoemettitori: Argento-ossido di cesio e cesio; argento-ossido di rubidio e rubidio, cesio-antimonio; forti emissioni si ottengono anche da leghe di argento e magnesio opportunamente trattate termicamente e sottoposte ad ossidazione.

Si possono ottenere emissioni ancora più alte impiegando sottili stratificazioni alcaline sopra certi metalli, ma simili emissioni eccezionali sono effimere, perchè durano solo per pochi minuti di bombardamento elettronico. Il rapporto d'emissione secondaria dipende in notevole misura dalla velocità degli elettroni proiettili. Generalmente il fenomeno ha il seguente andamento: dapprima l'emissione aumenta con la tensione acceleratrice degli elettroni primari, raggiunge un massimo compreso fra 300 e 600 volt, a seconda del materiale, quindi incrementando ulteriormente la tensione di bombardamento, l'emissione invece di crescere, diminuisce leggermente. La fig. 4 dà le curve di variazione del rapporto di emissione secondaria in funzione della tensione acceleratrice degli elettroni primari in volt, per i tre noti preparati: *Ag-Mg*; *Ag-Cs$_2$O*, *Ag-Cs*; *Ag-Sb*, *Cs*, per il molibdeno e per il deposito di carbone. Il fattore di emissione secondaria dipende anche dall'angolo di incidenza del fascetto elettronico primario sulla superficie bombardata.

Se l'incidenza è 90°, l'emissione è minima; questa aumenta coll'avvicinarsi all'incidenza radente. L'aumento dell'emissione con l'angolo d'incidenza è maggiore per elettroni prii mari fortemente accelerati da tensioni alte, che per elettron-primari relativamente lenti. Per rilevare sperimentalmente le variazioni del rapporto con l'angolo di incidenza è necessario che le superfici siano ben levigate e perfettamente deterse. I dispositivi usati in pratica per realizzare l'emissione secondaria, presentano superfici emittenti così scabre, che è quasi impossibile rilevare le variazioni di emissioni in funzione dell'angolo di incidenza.

Circa la velocità degli elettroni secondari, questi si possono distinguere in tre gruppi: 1) elettroni che escono con velocità praticamente uguale a quella degli elettroni primari, che li hanno prodotti.

Per questa caratteristica gli elettroni secondari sono spesso designati come *elettroni riflessi*.

Questi rappresentano una piccola percentuale dell'emissione totale, salvo a tensioni di bombardamento molto basso. 2) elettroni a bassa velocità. 3) elettroni con velocità distribuite più o meno uniformemente fra quelle dei gruppi 1) e 2). La grande maggioranza dell'emissione consta di elettroni del 2) gruppo, cioè a bassa velocità, quando la tensione acceleratrice varia da 10 volt a oltre 10 kV. La curva tipica della distribuzione della velocità degli elettroni secondari è rappresentata in fig. 5, in cui si distinguono i tre ambiti di emissione. le ascisse della fig. 5, sono le energie E in elettrone volt proporzionali alle velocità; le ordinate sono il rapporto dN/dE del numero di elettroni emessi per unità di tempo, l'energia dei quali è compresa fra E ed $(E + dE)$ alla variazione dE dell'energia; è evidente che il numero degli elettroni emessi

è dato dall'area della striscia elementare $\frac{dN}{dE} \cdot dE = dN$;

si è posto uguale a 100 l'ordinata massima corrispondente all'energia più probabile degli elettroni secondari. La distribuzione delle velocità è del tipo maxwelliano. Per i metalli puri ai quali compete un rapporto di emissione secondaria relativamente basso, la distribuzione arriva ad un massimo molto acuto per velocità molto basse dell'ordine di un paio di volt, aumentando la velocità diminuisce lentamente fino a stabilizzarsi a un fondo continuo fra 20 e 40 volt. La distribuzione della velocità per il molibdeno è rappresentata in fig. 6 dalla curva tratteggiata; mentre la curva a tratto continuo della stessa figura è relativa alla combinazione cesio-antimonio; si deduce che la distribuzione della velocità per gli emettitori più efficienti è assai più selettiva di quella dei metalli puri. Dallo studio delle proprietà elettroniche, del potenziale di equilibrio ecc. si è trovato che oltre l'85 % degli elettroni emessi da un emettitore all'argento cesiato, ben preparato ed avente un rapporto di emissione secondaria fra 8 e 10, possiede velocità inferiori a 3 volt. I fotocatodi all'argento-magnesio nella stessa regione di emissione secondaria hanno una curva di distribuzione della velocità leggermente più larga. Grosso modo l'andamento della curva in parola si può dire che sia quello della curva di energia maxwelliana, ma si scosta da essa nei particolari. Fra gli studiosi che proposero delle teorie per spiegare il fenomeno dell'emissione secondaria, ricordiamo Fröhlich e Wooldridge per l'importanza dei loro lavori. Tuttavia nessuna teoria finora avanzata spiega esaurientemente il fenomeno, specialmente quando esse vengono applicate alle superfici emittenti più complesse e di uso corrente nella tecnica elettronica. Anche per gli elettroni secondari è necessario impartire loro una componente di velocità diretta normalmente alla superficie che li emette, di ampiezza sufficiente a permettere la loro fuoruscita dalla massa del materiale bombardato, cioè di entità tale che gli elettroni possano superare la barriera di

Fig. 5 - Distribuzione della velocità degli elettroni secondari.

Fig. 6 - Distribuzione della velocità degli elettroni secondari emessi da Molibdeno e da Antimonio-Cesio.

potenziale. L'estrazione è ottenuta a spese delle collisioni o interazioni che sviluppano energia, fra gli elettroni primari bombardanti e gli elettroni contenuti nel materiale colpito. Dato che il numero dei secondari è facilmente 10 e più volte quello dei primari, ognuno di questi ultimi deve cedere la sua energia a molti elettroni contenuti nel metallo bombardato, ed è pensabile che i secondi siano in numero assai maggiore di quelli che riescono a trovare la via di uscita. Il fatto che gli elettroni liberi entro al materiale, in seguito a collisione con un elettrone proiettile, acquistano una velocità in una direzione tale da acconsentirne l'allontanamento, si spiega pensando che all'urto di due elettroni il momento si conserva come avviene per qualsiasi altro tipo d iparticella atomica; la semplice considerazione dell'interazione non è sufficiente a spiegare il fenomeno in oggetto. Il momento elettronico essendo il prodotto della massa per la velocità, è una grandezza vettoriale secondo la direzione del vettore velocità; orbene per l'osservazione ora fatta, occorre che il vettore momento dell'elettrone colpito formi un angolo minore di 90° col vettore rappresentativo del momento dell'elettrone incidente, prima che avvenga l'urto. Senonchè si è constatato sperimentalmente che le velocità iniziali degli elettroni secondari hanno componenti di moto in opposizione a quelle dei primari; è allora necessario ammettere l'intervento di un terzo elemento nella collisione. Il moto interno lontano dalla superficie trova spiegazione in numerose ipotesi, per es. collisioni multiple, interazioni fra il reticolo cristallino e gli elettroni emessi, o ancora collisioni fra gli elettroni incidenti e quelli vincolati al reticolo. Il maggior rapporto di emissione secondaria delle superfici complesse (specialmente semiconduttrici) rispetto a quello dei metalli puri, può essere il risultato di vari concomitanti effetti: 1) i fotocatodi complessi posseggono un maggior numero di elettroni interagenti in modo da rendere possibile la necessaria inversione del momento; 2) in questi materiali gli elettroni eccitati hanno maggior libertà di movimento e per percorsi più lunghi, per cui possono raggiungere la superficie da maggiori profondità; 3) è accettabile l'ipotesi che per tali superfici composte le barriere di potenziale alla superficie siano abbassate, rendendo più facile la fuoruscita degli elettroni.

Si fa tuttavia presente che in molti casi si è riscontrato che il rapporto di emissione secondaria aumenta fortemente sofisticando la superficie con un materiale che accresca il potenziale di estrazione.

Così ad esempio un preparato di tungsteno puro avente una funzione di lavoro di 4,5 volt ed un rapporto di emissione secondaria massimo < 1,5, quando viene adulterato con un deposito di ossigeno, che porta il potenziale a 6 volt, presenta un rapporto quasi doppio.

L'ossigeno produce lo stesso effetto se viene depositato sull'alluminio, sul berillio e sul magnesio. Per contro forti aumenti del rapporto di emissione secondaria sono conseguibili anche con materiali contaminati, che abbassano decisamente il potenziale di estrazione; questo comportamento trova origine nelle interazioni aumentate fra elettroni e la diminuzione della funzione di lavoro.

Le emissioni secondarie di superfici di argento ossidato trattate con cesio, sono molto alte. L'ultima operazione del processo di attivazione di tali catodi è l'esposizione al cesio; si forma uno strato di alcali non combinato, che impartisce la caratteristica della bassa funzione di lavoro. Trattando la superficie, dopo la attivazione, con ossigeno, il rapporto di emissione cala di quasi il 50 %, in seguito all'eliminazione del cesio libero e all'aumento della funzione di lavoro. Questa ultima causa di abbassamento del rapporto è preponderante sulle variazioni dell'interazione fra gli elettroni o della penetrazione sulle variazioni dell'interazione fra gli elettrodi o della penetrazione.

Qualitativamente è spiegabile la relazione fra l'eccitazione degli elettroni secondari e la velocità dei primari: ogni elettrone eccitato sottrae una certa quantità di energia all'elettrone che lo colpisce, perciò, dato che quest'ultimo possiede una quantità di energia limitata e finita, può eccitare un certo numero, e non più, di elettroni liberi nel materiale bombardato Il numero di elettroni eccitati dal bombardamento può aumentare a volontà, aumentando la tensione acceleratrice degli elettroni primari. Si tenga però presente che la probabilità di eccitazione per cammino unitario dell'elettrone primario, diminuisce all'aumentare della tensione.

Infatti alle basse tensioni l'elettrone incidente perde la sua energia in prossimità della superficie, perciò gli elettroni eccitati con ampiezza e direzione prescritte per la fuoruscita devono percorrere un cammino brevissimo in seno al materiale; aumenta così la probabilità di sfuggire e, con essa, il rapporto di emissione secondaria. Concludendo: in questo campo di basse velocità, un aumento (piccolo) di velocità fa crescere il numero degli elettroni secondari. Quando la tensione acceleratrice è alta, gli elettroni primari penetrano assai profondamente nell'emettitore, aumenta il numero di elettroni liberi eccitati, ma dal materiale ne fuoriescono meno che nel caso di bassa velocità, perchè essi devono compiere un lungo percorso entro al materiale, e le probabilità che essi hanno di abbandonarlo definitivamente, diminuiscono fortemente. Si verifica l'esistenza di una tensione optimum al di sopra e al di sotto della quale l'emissione secondaria è minore. Tuttavia la situazione può cambiare se l'incidenza degli elettroni primari avviene con un piccolo angolo, perchè in tal caso lo spessore di materiale interessato dal percorso degli elettroni eccitati è minore che per l'incidenza a 90°, conseguentemente l'emissione secondaria aumenta anche sensibilmente. La preparazione di superfici emittenti secondarie al cesio-argento e al cesio-antimonio, è analoga a quella dei corrispondenti fotocatodi primari. Una terza composizione è usata in pratica come sorgente di elettroni secondari: leghe i argento e magnesio, che presentano rapporti compresi fra 4 e 6 a 200 volt. Si sono anche preparate superfici emittenti secondarie con una lega di ossido di rame- berillio; il loro rapporto è minore rispetto agli altri tipi ricordati sopra, ma sono molto stabili e si prestano bene nelle applicazioni di tubi a vuoto smontabili. Anche gli isolanti e i materiali di bassa conduttività possono pure emettere elettroni secondari ,con rapporti fino a 10 e 15, e <1 per certi ossidi; il rapporto varia con la velocità degli elettroni incidenti, presso a poco con le stesse modalità ricordate per gli emettitori conduttivi. Quando un materiale isolante è bombardato da elettroni, la sua superficie assume un potenziale tale che non vi sia passaggio di corrente nel corpo isolante, perchè gli elettroni non si spostano nella sua massa, in modo da compensare le variazioni della loro quantità alla superficie. Si considerano pertanto due potenziali di equilibrio, per i quali si verifica la condizione suddetta (assenza di corrente): 1) la superficie diviene così negativa che gli elettroni primari vengono respinti prima di raggiungerla; 2) la superficie assume un potenziale che è leggermente positivo rispetto all'elemento collettore degli elettroni, per modo che la corrente di emissione secondaria non è saturata, e la corrente che in ogni istante abbandona la superficie è esattamente uguale alla corrente primaria; si realizza così la condizione di assenza di cariche in movimento, cioè di corrente, sulla superficie dell'isolante. La corrente primaria è possibile solo quando il rapporto di emissione secondaria saturata è maggiore di 1; 3) quando la tensione fra il collettore e il catodo emittente è altissima, le superfici con un rapporto massimo di emissione secondaria < 1, tendono ad assumere un potenziale, che riduce la tensione di bombardamento al più alto dei due valori per i quali il rapporto di emissione è = 1. Trattandosi di materiali isolanti, che non possono essere attraversati da corrente, per misurare il rapporto di emissione secondaria è necessario ricorrere a metodi balistici, che si avvalgono della capacità fra la superficie della piastra emittente ed un sottile foglio di materiale conduttivo applicato posteriormente alla piastra stessa. A prescindere dalle applicazioni appositamente studiate per l'emissione secondaria dei dielettrici, le proprietà ad essa relative devono essere conosciute, perchè essa si presenta in molti casi con effetti dannosi: per es. l'emissione secondaria delle parti in vetro di un tubo catodico, è determinante per il suo funzionamento: i fosfori stessi dei cinescopi e dei tubi catodici per oscillografi non sono conduttori, la loro emissione secondaria è abbondante e si manifesta con aloni e altri fenomeni, non certo desiderabili. Vari tipi di tubi di analisi ad accumulo si fondano sull'emissione secondaria di materiali isolanti.

(continua)

Rappresentazione Grafica dell'Orbita del Primo Satellite Artificiale Americano

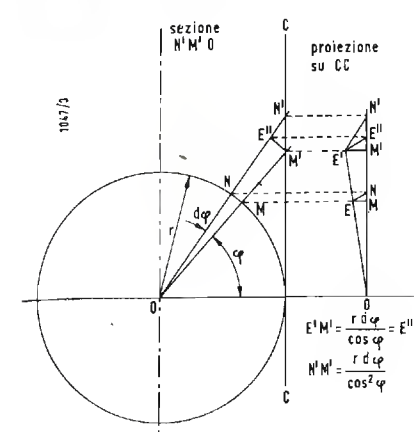



Fig. 1 - Deformazione per proiezione sul cilindro CC del triangolo elementare equilatero e rettangolo EMN, giacente sulla superficie di una sfera. O = Centro di proiezione; $E'M'N'$ = = proiezione dell'elemento EMN.

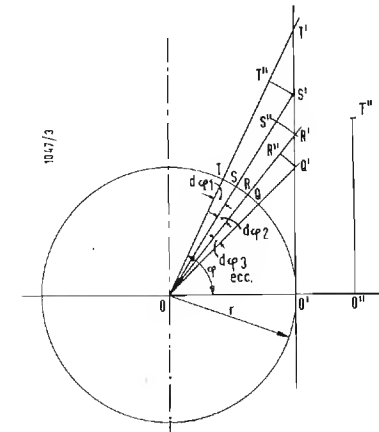



Fig. 2 - Sintesi di una delle latitudini del reticolo di Mercatore: $T''O'' = T''S' + S''R' + R''Q +$ ecc. fino O'.

IN UN ARTICOLO precedente (*l'antenna*, gennaio 1958, XXX, 1, p. 40, fig. 2) abbiamo riportato la figura della traiettoria del primo satellite artificiale sovietico, tracciata su un reticolo della sfera celeste in proiezione cilindrica. Attualmente siamo in grado di riportare una figura analoga riguardante il primo satellite artificiale americano. Lo faremo questa volta su un reticolo misto (figura 3) di Mercatore (linee continue) e di proiezione cilindrica comune (linee tratteggiate). Nell'epoca dei satelliti artificiali in cui viviamo conviene renderci conto delle differenze tra questi metodi di rappresentazione cartografica.

È noto che qualsiasi linea sulla superficie di una sfera (traiettoria o contorni topografici), se riprodotta sul reticolo di Mercatore, conserva gli angoli originarii, cioè la direzione degli elementi della linea rispetto alla direzione dei meridiani e dei paralleli, rimane la stessa. La scala delle lunghezze dipende dalla latitudine ma per piccoli elementi è uguale in tutte le direzioni. La proiezione cilindrica comune, non dimostra queste proprietà, possiede però la facoltà di trasformare ogni circolo massimo in una curva sinusoidale.

Infatti, ammettiamo che M sia il vertice di un elemento triangolare, equilatero e rettangolare NME della superficie della sfera visibile in fig. 1. Il cateto $MN = r\,d\varphi$ è orientato lungo un meridiano della sfera, mentre quello ME lungo un parallelo. Proiettando questo elemento triangolare dal centro O della sfera, sulla superficie cilindrica CC che avvolge la stessa, otteniamo un elemento triangolare nuovo $N'M'E'$, rettangolare ma non equilatero; i suoi cateti avranno misure diverse:

$$E'M' = \frac{r\,d\varphi}{\cos\varphi} \qquad N'M' = \frac{r\,d\varphi}{\cos^2\varphi}$$

e tra essi e l'ipotenusa non si formeranno più angoli di 45°. Volendo che la figura di qualsiasi elemento, come quello NME, abbia una scala unica in tutte le direzioni, si procede alla compressione delle latitudini relative alla proiezione cilindrica secondo una determinata legge, ottenendo il noto reticolo di Mercatore.

Passiamo ora alla fig. 2 ed esaminiamo il punto T. La sua latitudine è definita dall'angolo φ. La stessa latitudine in proiezione cilindrica sarà rappresentata dal segmento, della lunghezza $T'O' = r\,\mathrm{tg}\varphi$.

D'altronde osserviamo che il segmento medesimo può essere composto in seguente somma di segmenti elementari: $T'O' = T'S' + S'R' + R'Q' +$ + ... ecc., fino a O'.

Ognuno di questi segmenti elemen-

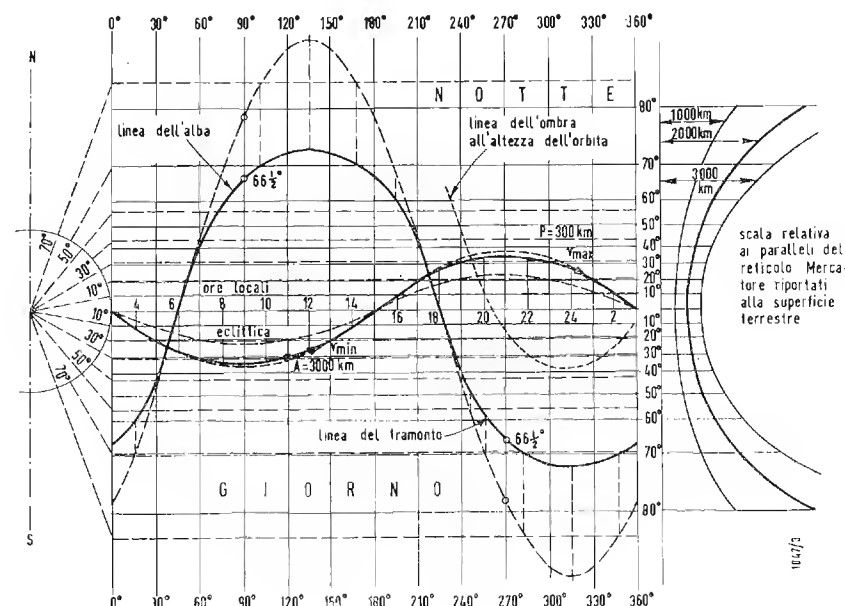



Fig. 3 - Parte esterna del reticolo della sfera celeste in proiezione di Mercatore (linee continue) e in proiezione cilindrica (linee tratteggiate), con le figure dell'orbita del primo satellite americano e dei limiti dell'ombra relativi ai primi giorni di febbraio.

tari è analogo a quello $N'M'$ della precedente fig. 1 e la loro somma non è altro che:

$$\int_0^\varphi \frac{r\,d\varphi}{\cos^2\varphi} = r\int_0^\varphi \frac{d\varphi}{\cos^2\varphi}$$

Il valore di questo integrale, elementare, come noto è tg φ e per lunghezza della latitudine in proiezione cilindrica si ottiene evidentemente lo stesso valore di prima: $T'O' = r\,\mathrm{tg}\varphi$. Non potevamo aspettarci un risultato diverso, ma sarà lo stesso il metodo per determinare la lunghezza del segmento che dovrà rappresentare la latitudine φ sul reticolo di Mercatore. Precisamente esso sarà così costruito (fig. 2): $T''O'' = T''S' + S''R' + R''Q' + ..$ ecc., fino al punto O'.

Ognuno di questi segmenti elementari è analogo al segmento $E''M'$ della precedente figura 1, il quale a sua volta è uguale a $E'M'$.

$$E''M' = E'M' = \frac{r\,d\varphi}{\cos\varphi}$$

La somma di questa successione di segmenti elementari non è altro che:

$$\int_0^\varphi \frac{r\,d\varphi}{\cos\varphi} = r \ln \mathrm{tg}\left(\frac{\pi}{4} + \frac{\varphi}{2}\right)$$

Le longitudini in entrambi i casi devono corrispondere ad archi dello stesso raggio r.

Riportiamo qui di seguito lunghezze degli archi, ossia delle longitudini, e delle latitudini del reticolo di Mercatore e quelle della proiezione cilindrica, per alcuni angoli compresi entro 10° e 80°, ammesso $r = 1$.

φ^o	$\varphi^o \frac{\pi}{180}$	$\ln \mathrm{tg}\left(90^o + \frac{\varphi}{2}\right)$	$\mathrm{tg}\,\varphi$
10	0,1745	0,1757	0,1763
20	0.3491	0,3564	0,3640
30	0,5236	0.5493	0.5774
40	0.6081	0.7629	0,8391
50	0,8727	1,0105	1,1988
60	1,0427	1,3170	1.7321
70	1,2213	1,7354	2,7475
80	1,3963	2.4363	5,6713

Si osservi come er lpatitudini superiori a 30°. la differenza tra entrambi i reticoli si fà sentire sempre più. Lo stesso appare in fig. 3, con particolare evidenza nei riguardi del circolo di illuminazione. Le figure dell'orbita del primo satellite americano invece, risultano quasi uguali. È interessante osservare come il piano della medesima sia poco inclinato rispetto al piano dell'eclittica e che pertanto c'è da aspettarsi una maggiore stabilità dell'orbita che non quella dei satelliti sovietici i quali necessariamente dovevano tagliare il piano dell'eclittica sotto angoli superiori, essendo le piste di lancio lontane dai tropici. Con strumenti ottici il satellite americano può essere osservato dopo le ore 18 soltanto a latitudini vicine a quelle di Cape Canaveral stesso e dopo le 3 di mattina in paesi tropicali australi. La distanza minima dell'orbita del satellite dall'Italia meridionale è di circa 500 km entro le ore 20 e 22.

(O. Czeczott)

Il Lancio del Satellite "Esplorer"

Alle ore 22,48 di venerdì 31 gennaio (corrispondenti alle 4,48 antimeridiane del 1° febbraio in Italia), veniva lanciato dal Centro di Capo Canaveral (Florida) il razzo vettore « Jupiter C » per un tentativo di lancio del primo satellite terrestre statunitense.

Dopo 425 secondi e mezzo, il razzo aveva già piazzato sull'orbita il satellite cilindrico « Explorer ». Entro le 5,30 antimeridiane (ora locale italiana), una segnalazione da parte di un posto di osservazione sulla costa occidentale degli Stati Uniti permetteva di accertare che l'esperimento era pienamente riuscito con circa due mesi di anticipo rispetto al programma iniziale americano per i satelliti artificiali, che prevedeva il lancio dei satelliti veri e propri entro il marzo del 1958.

Due ore dopo il lancio del vettore pluristadio « Jupiter C », il Presidente Eisenhower faceva le seguenti dichiarazioni ufficiali dalla sua residenza di campagna nei pressi di Augusta (Georgia), dove stava trascorrendo una breve vacanza:

« Il Dott. J. Wallace Joyce, capo dell'Ufficio della Fondazione Nazionale delle Scienze per l'Anno Geofisico Internazionale, mi ha or ora informato che gli Stati Uniti sono riusciti a collocare un satellite terrestre artificiale su un'orbita intorno alla terra. Il satellite è stato collocato sull'orbita da un razzo « Jupiter C » modificato.

« Questo lancio rientra nella partecipazione del nostro paese all'Anno Geofisico Internazionale. Tutte le informazioni raccolte da questo satellite verranno tempestivamente poste a disposizione della comunità scientifica mondiale ».

Il vettore sperimentale impiegato per l'operazione è un razzo del tipo « Jupiter C » modificato che è stato realizzato presso l'Ente Missili Balistici dell'Esercito ad Huntsville (Alabama) e dal Laboratorio per la propulsione a reazione del Politecnico della California. Il primo stadio dello « Jupiter C » è costituito da un missile balistico « Redstone » a propellente liquido, mentre gli stadi superiori sono stati ideati e realizzati dal Laboratorio per la propulsione a reazione.

Il satellite artificiale « Explorer » o « Alfa-1958 », come è stato anche denominato secondo una tradizione in voga tra gli astronomi, sta effettuando una rotazione intorno alla terra ogni 115,27 minuti lungo un'orbita elittica che dista dalla terra da 370 a 2575 km rispettivamente in corrispondenza del suo ipogeo e del suo apogeo.

Secondo le intese internazionali prese in precedenza tra gli scienziati statunitensi e quelli di tutti gli altri paesi che partecipano all'Anno Geofisico Internazionale, i segnali trasmessi dalle due radio del satellite sulla frequenza di 108,03 e 108 MHz vengono registrati e decifrati immediatamente a vantaggio della comunità scientifica mondiale .

Un complesso di stazioni « Minitrack » disseminate in diverse località intorno al globo provvede al costante rilevamento dell'« Explorer ». Il funzionamento delle stazioni di rilevamento è affidato a specialisti delle tre forze armate.

Ciascuna stazione dispone di antenne speciali alte 13,8 m e larghe 2,4, nonchè di altri apparati elettronici che consentono di registrare i segnali inviati dal satellite, in corrispondenza del suo passaggio sullo zenit. Il « contatto » dura in genere 14 secondi, ma entro 20 minuti i segnali sono decifrati e tradotti in altrettante preziose informazioni sulla temperatura, la densità dell'aria, l'intensità dei raggi cosmici e le pressioni incontrate dal satellite nel suo fantastico volo nello spazio. I dati elaboratori vengono quindi trasmessi per telescrivente a Washington, sia al Laboratorio Ricerche Navali sia ad un Centro Analogico elettronico che provvedono al coordinamento dei dati affluiti da tutte le stazioni « Minitrack ».

Le stazioni « Minitrack », installate da tempo in tutto il mondo in previsione del lancio dei satelliti statunitensi per l'Anno Geofisico Internazionale, sorgono nelle seguenti località: Fort Stewart (Georgia); Monte Cotopaxi, nei pressi di Quito (Ecuador); Ancon, nei pressi di Lima (Perù); Antofagasta (Cile); Aeroporto Batista, nei pressi di Avana (Cuba); Riserva militare Peldehue, nei pressi di Santiago (Cile); Aeroporto Coolidge, nei pressi di Antigua (Indue Occidentali Britanniche); Laboratorio di Elettronica della Marina, San Diego (California); Woomera (Australia); Olifantsfontein (Sud Africa).

I dati forniti dalle stazioni di rilevamento sono immessi a Washington in una macchina calcolatrice elettronica IBM in grado di effettuare 40.000 operazioni al secondo e di fornire una risposta ai diversi interrogativi scientifici sui quali l'« Explorer » sta indagando nella sua corsa spaziale.

Un secondo satellite verrà dotato anche di una « memoria » elettronica, cioè di un registratore a nastro magnetico non più grande di un francobollo, che permetterà di far affluire alle stazioni « Minitrack » tutti i dati raccolti nei tratti dell'orbita che restano fuori della portata delle antenne installate presso le stazioni stesse e che pertanto andrebbero dispersi.

Dai lati già segnalati a terra nei primi giorni, risulta che i problemi del volo spaziale da parte dell'uomo non sono difficili come gli scienziati avevano previsto prima del lancio dell'« Explorer ».

Secondo quanto hanno dichiarato gli scienziati del Politecnico della California, in base ai primi dati ricevuti dal satellite, le radiazioni cosmiche incontrate lungo l'orbita sono di circa 12 volte superiori a quelle che giungono sulla superficie terrestre e non rappresentano, pertanto un serio ostacolo al volo umano spaziale.

(u.s.)

Dati sul Satellite Terrestre Americano

I seguenti dati relativi al lancio del primo satellite artificiale « Explorer », nel quadro della partecipazione americana alle attività dell'Anno Geofisico Internazionale, sono stati forniti dal Dipartimento della Difesa:

« L'8 novembre 1957, il Segretario alla Difesa impartiva al Dipartimento dell'Esercito disposizioni perchè provvedesse ai preparativi per il lancio di un satellite scientifico mediante l'impiego di un vettore sperimentale del tipo « Jupiter C » modificato. Questo programma avrebbe dovuto fornire un secondo mezzo per il lancio di un satellite in appoggio agli studi per l'Anno Geofisico Internazionale.

Lo « Jupiter C » è stato realizzato dall'Ente Missili Balistici dell'Esercito (ABMA) di Huntsville (Alabama), diretto dal Generale di Divisione J.B. Medaris, e dal Laboratorio per la propulsione a reazione del Politecnico della California, del quale è direttore il dott. William H. Pickering. Il razzo è stato progettato in funzione del problema del rientro nell'atmosfera che insorge quando l'ogiva di un missile balistico abbandona l'esosfera, venendo bruscamente a contatto con gli strati relativamente più densi dell'atmosfera terrestre.

Il primo stadio, prodotto dall'ABMA, è azionato dall'ormai provato motore del missile balistico « Redstone », un apparato propulsivo a propellente liquido. Gli stadi superiori sono razzi a propellente solido forniti dal Laboratorio per la propulsione a reazione (JPL).

Lo « Jupiter C » è lungo circa 21 metri. L'ultimo stadio, insieme all'involucro cilindrico del satellite terminante a cono e contenente gli strumenti scientifici, è lungo 2,032 m ed ha un diametro di 15,2 cm.

Peso del satellite vero e proprio: circa 8,15 kg. peso dello stadio finale: circa 13,2 kg. Il peso del carico utile costituito dagli strumenti è di circa 5 kg, oltre a quello dell'involucro protettivo di acciaio, che è di 3,4 kg.

Il satellite ed il razzo dell'ultimo stadio sono destinati a rimanere uniti e a ruotare intorno alla terra come una sola entità. Il satellite non è ideato in maniera da poter essere recuperato.

La strumentazione e la telemetria del satellite sono destinate a raccogliere e a trasmettere quattro tipi di informazioni e cioè: la temperatura dell'involucro (ossia della superficie esterna del fuso), la temperatura interna, l'erosione dovuta al pulviscolo cosmico e i dati sui raggi cosmici. La parte principale del complesso è rappresentata da un dispositivo per i raggi cosmici ideato inizialmente dal dott. James A. Van Allen, dell'Università di Stato dello Iowa. L'elemento principale del dispositivo è costituito da un contatore Geiger-Muller.

I dati raccolti dagli strumenti saranno comunicati senza soluzione di continuità da due trasmittenti.

La trasmittente più potente opera sulla frequenza di 108,00 MHz, ad una potenza di 60 milliwatt. Questo segnale può essere agevolmente captato dai radioamatori. Si prevede che questa trasmittente, che è la più potente, funzionerà per un periodo da due a tre settimane.

La seconda trasmittente funziona a 108,03 MHz, con una potenza di 10 milliwatt. Gli operatori radio dilettanti non sarabbo probabilmente in grado di ricevere questo segnale. La durata di questa trasmittente viene stimata da due a tre mesi.

È improbabile, secondo quanto ritengono gli scienziati dell'Esercito che il satellite possa essere visibile ad occhio nudo. Esso apparirà sulla sua orbita con lo splendore di una stella di quinta o sesta grandezza, ed una stella siffatta può essere difficilmente osservata senza un qualche ingrandimento.

Il primo stadio dello « Jupiter C » modificato è un razzo a propellente liquido. L'intera lunghezza del vettore composto (cioè comprendente tutti gli stadi) è di 20,91 m. Lo stadio principale è lungo 17,48 m ed ha un diametro di 1,78 m. L'insieme dei razzi d'alta velocità, che sono separati dal vettore, dello stadio finale e del satellite da collocare sull'orbita, è lungo 3,822 m. Durante la fase ascensionale viene utilizzato l'apparecchio propulsivo principale, che, esaurito il suo compito, si separa per ricadere a terra. Gli stadi superiori raggiungono subito dopo l'apice della traiettoria ad arco. Quando il vettore raggiunge la sua massina quota, entra in azione l'elemento ad alta velocità.

La sezione anteriore del razzo dello stadio principale si distacca allora dagli stadi superiori, continuando a percorrere la sua traiettoria normale sino alla superficie terrestre.

Il primo stadio del vettore solleva il carico utile costituito dal satellite sino alla distanza prestabilita. Tutti gli altri stadi del razzo provvedono ad aumentare la velocità di stabilire l'orbita, ma non inviano il satellite ad una quota maggiore. Gli stadi superiori sono stabilizzati mediante rotazione, in maniera pressochè identica ad una pallottola di fucile, alla quale il satellite in un certo senso somiglia. Questo viene ottenuto mediante motori elettrici montati entro la sezione anteriore dello stadio principale. Gli stadi superiori sono a propellente solido.

Lo « Jupiter C » è stato realizzato dall'Ente Missili Balistici dell'Esercito (ABMA) e dal Laboratorio per la propulsione a reazione in relazione al programma per il rientro nell'atmosfera, nel quadro dell'allestimento dell'IRBM « Jupiter ». Esso è stato successivamente modificato in funzione del lancio del satellite terrestre

L'ogiva mostrata dal Presidente durante il suo discorso tenuto per televisione alla nazione proveniva da un esperimento di rientro nell'atmosfera di un « Jupiter C » che era stato coronato dal più completo successo.

L'apparato motore del primo stadio è stato costruito dalla Sezione Rocketdyne de la North American Aviation Company, di Canoga Park (California).

Il fuso balistico, cioè l'involucro dello stadio principale, è stato prodotto dall'ABMA.

Gran parte degli apparati di guida e di controllo sono stati forniti dalla Ford Instrumens Company, di Garden City (New York). L'ABMA ha costruito alcune delle parti e ne ha modificato altre. Il dispositivo di lancio per il secondo stadio è stato costruito dalla Reynolds Metal Company, di Sheffield (Alabama).

Il complesso degli stadi superiori ad alta velocità è stato fornito dal Laboratorio per la propulsione a reazione del Politecnico della California, di Pasadena (California). Questi sono stadi a propellente solido ideati appositamente per il vettore dell'Esercito in relazione alle esperienze sul rientro nella atmosfera.

Il JPL ha fornito inoltre le radiotrasmittenti ed ha provveduto al montaggio del satellite. L'ogiva è stata prodotta dalla Lodge & Shipley di Cincinnati (Ohio).

Le esperienze scientifiche principali sono state ideate dall'Università statale dello Iowa (esperimento sui raggi cosmici). Il Centro di Ricerche dell'Aeronautica a Cambridge ha ideato l'esperimento per i micrometeoriti, mentre il JPL è stato incaricato di provvedere agli apparati termometrici ».

(u.s.)

Autobus a Controllo Elettronico

In seguito ad esperimenti condotti dal London Transport, l'ente che regola il servizio trasporti urbani di Londra, sarà possibile in futuro migliorare i servizi di autobus nelle congestionate vie cittadine con l'aiuto della elettronica. Esperimenti di controllo elettronico degli autobus sono attualmente in atto su di un'autolinea londinese e non appena essi avranno dato i risultati sperati, tale sistema sarà esteso a tutte le 500 linee di autobus della capitale inglese.

Il sistema consiste di una rete di collegamenti elettronici che permette ad un « osservatorio » centrale di seguire l'intero traffico di autobus cittadino. Nel caso del London Trasport, ciò significa che circa 7.000 autobus possono venire tenuti costantemente d'occhio e riconosciuti con una serie di numeri. Vari metodi di indicazione sono stati provati, tra cui quelli del « tracciato » magnetico e delle comunicazioni radiofoniche, ma alla fine è stato scelto un semplice sistema ottico. Questo consiste in una serie di punti di controllo posti lungo ciascuna autolinea. Strumenti elettronici « leggono » il numero di ciascun autobus al passaggio dei vari punti e lo trasmettono a mezzo di cavi telefonici ad un osservatorio centrale dove i vari numeri appaiono su un pannello e vengono registrati su carta. A mano a mano che l'autobus tocca i vari punti di controllo il suo numero passa su successivi pannelli di registrazione.

Uno dei problemi posti dal nuovo sistema era quello della difficoltà di mantenere in buone condizioni di funzionamento degli strumenti elettronici su di un veicolo in movimento. È stata pertanto progettata una speciale targa a riflessione, che assicura il funzionamento dell'« occhio » elettronico anche con gli spostamenti dovuti al movimento dell'autobus.

Tra le considerazioni che hanno guidato gli inventori del sistema vi sono le seguenti: gli strumenti devono permettere una pronta registrazione di rapidi mutamenti di numero e di linea; gli strumenti a bordo degli autobus non devono interferire in alcun modo con il normale funzionamento del veicolo né con il suo equipaggio; gli apparati posti ai punti di controllo devono essere di facile installazione e manutenzione; il sistema deve essere in grado di funzionare sia di giorno che di notte ed alla velocità degli autobus da 1,5 km a 50 km.

Per compensare le varie velocità, la targa mediante la quale viene registrata dagli strumenti elettronici la presenza dell'autobus ai vari punti di controllo è fatta in due parti: la metà superiore contenete una fila di catarifrangenti (ad angolo variante a seconda dell'inclinazione del veicolo sulla strada) e quella inferiore contenente il numero « in codice » assegnato all'autobus per l'identificazione elettronica. L'« occhio » elettronico sistemato ai punti di controllo si trova a poca distanza da terra, ad un'altezza corrispondente a quella della targa d'identificazione. La luce riflessa dalla targa passa attraverso l'« occhio » e viene messa a fuoco su due apparati a sensibilità fotografica che trasformano la luce in impulsi elettrici alla velocità di 3.000 al secondo. Tali impulsi vengono a loro volta passati a degli amplificatori che « purificano » gli impulsi respingendo tutti quelli derivanti da luce estranea a quella della targa d'identificazione. I trasformatori producono delle onde corrispondenti a ciascun segnale proveniente dai riflettori della targa.

Nella centrale sono disposti in serie i pannelli corrispondenti ai vari punti di controllo, ciascuno contrassegnato con il numero della linea; a mano a mano che l'autobus procede lungo la linea si accendono speciali lampade che illuminano i pannelli dei rispettivi controlli, permettendo così di seguire la rotta per il tempo della sua durata.

(u.b.)

Ricostruito il primo reattore nucleare del mondo

Il reattore nucleare che produsse la prima elettricità atomica del mondo nel dicembre del 1951 è stato recentemente ricostruito e sarà tra breve collaudato in attesa di entrare nuovamente in funzione, presso la Stazione Nazionale di Collaudo dei Reattori dell'Idaho (U.S.A.). L'EBR-1, ossia Experimental Breeder Reactor n.1 (Reattore veloce ad autorigenerazione), entrò in funzione per la prima volta nel 1951 e, dopo aver dimostrato la possibilità pratica di produrre elettricità mediante l'energia nucleare produsse nel corso di quattro anni circa 4.000.000 di kWh termici, mediante la fissione nucleare sviluppata con il « nucleo » originale di uranio-235.

Il secondo « nucleo » o carica di combustibile nucleare installato nell'ERB-1 nel 1955, fu danneggiato nel corso di un esperimento nel novembre dello stesso anno.

Con l'adozione di un terzo « nucleo » di combustibile nucleare, il reattore è stato notevolmente modificato a cura del Laboratorio Nazionale Argonne, in maniera da risultare particolarmente utile per esperimenti sugli effetti delle varianti meccaniche, idrauliche, termiche e nucleari dei reattori a neutroni veloci.

(u.s.)

Un Centro Calcolatrici a Londra

È stato recentemente inaugurato nella capitale britannica un nuovo « Centro calcolatrici ». Intorno ad una calcolatrice funzionante i futuri utenti di questo genere di attrezzatura seguono brevi corsi di addestramento, durante i quali vengono esaminati e discussi quali problemi sono adatti ad una calcolatrice, nonchè il modo di risolverli.

D'altra parte, i costruttori della calcolatrice, creatori del centro, apprenderanno quali siano i problemi atti ad essere risolti mediante quell'attrezzatura.

L'insieme delle conoscenze derivanti da tali studi sarà di inestimabile valore per gli industriali e gli uomini di affari nella presente fase critica tra la meccanizzazione e l'automatizzazione negli stabilimenti e negli uffici.

(u.b.)

Generatore di Bassa Frequenza per Hi-Fi*

La disposizione dei comandi, semplice, pratica ed efficiente, permette una grande rapidità di lavoro, senza pericoli di errori.

a cura del dr. ing. F. Simonini

Lo STRUMENTO che qui presentiamo permette il controllo di apparati nel vasto intervallo di frequenze da 10 Hz ai 10.0000 Hz.

Queste cifre ne definiscono subito i limiti d'impiego. Esso sarà comodissimo per la Hi-Fi dato che molti amplificatori, per la forte controreazione impiegata nei circuiti possiedono una banda che arriva fino ai 60-70.000 Hz e fino ai 10 Hz circa del lato delle frequenze inferiori.

La ridotta distorsione del segnale e la possibilità di alimentare dei quadripoli con un'uscita a 600 Ω bilanciati rende d'altra parte questo strumento adatto alla misura ed al controllo di produzione di filtri di bassa frequenza.

Si tratta di applicazioni che divengono sempre più importanti allo stato attuale della moderna tecnica elettronica e siamo quindi convinti che la descrizione di questo apparato interesserà una vasta gamma dei nostri lettori in particolare coloro che desiderano formarsi una seria preparazione nel campo dei circuiti di misura.

1. - LE CARATTERISTICHE DELL'APPARATO.

1.0.1. - *Gamma di frequenze coperte;* da 10 a 100.000 Hz in quattro gamme. Ogni gamma copre una decade (da 10 a 100 Hz, da 100 a 1000 Hz, da 1000 a 10.000 Hz, da 10 kHz a 100 kHz).

1.0.2. - *Comando di frequenza;* La scala del comando di frequenza è incisa per una banda da 10 a 100 su di una corconferenza di circa 12 cm. Quattro commutatori permettono di moltiplicare le letture di scala per 1, 10, per 100, per 1.000.

(*) Il generatore di bassa frequenza qui illustrato è il mod. 1302-A della General Radio Co., rappresentata in Italia dalla Ditta Ing. S. e Dr. Guido Belotti, Milano.

1.0.3. - *Precisione di lettura;* Ogni banda permette un'approssimazione di lettura di ± 1,5 % + 0,2 cicli.

1.0.4. - *Stabilità di frequenza;* La deriva termica è contenuta entro l'1 % nei primi 10 minuti dalla accensione dello strumento ed è inferiore allo 0,2 % nell'ora seguente.

1.0.5. - *Impedenze di uscita;* Bilanciata e sbilanciata a 600 e sbilanciata a 5000 ohm.

In pratica i 600 ohm bilanciati corrispondono a circa 550 ohm resistivi di impedenza interna. Nel caso che un capo venga collegato a massa la impedenza di uscita scende circa alla metà. L'uscita di 5000 ohm è intesa per un carico massimo applicato dall'esterno di 5000 Ω ma l'impedenza interna effettiva del generatore in queste condizioni di lavoro è di circa 400 ohm.

1.0.6. - *Tensione di uscita;* Circa 20 volt massimi a circuito aperto con l'uscita da 5000 Ω e 10 volt a circuito aperto con l'uscita da 600 ohm. La tensione di uscita è quasi costante su tutta la gamma di frequenza con uno scarto massimo contenuto nel ± 10 % (± 1 dB).

1.0.7. - *Potenza di uscita;* Il carico massimo di 5000 ohm applicato sulla corrispondente impedenza di uscita comporterà una dissipazione massima di 80 milliwatt mentre 40 milliwatt permette l'uscita bilanciata di 600 ohm e 20 quella relativa ai 600 sbilanciati.

1.0.8. - *Forma d'onda;* La percentule di distorsione è inferiore all'1 % su tutta la banda. Con l'uscita da 5000 ohm essa si aggira mediamente sullo 0,4 % e con l'uscita da 600 sul 0,2 %.

1.0.9. - *Rumore di fondo;* È nessenzialmente dovuto a residuo di alternata. Esso ammonta a 24 millivolt massimi per l'uscita da 5000 ohm e di 12 mV max per l'uscita da 600 ohm.

Il rapporto segnale/disturbo si aggira quindi sui 60 dB.

1.0.10. - *Alimentazione;* Da 105 a 125 (o da 210 a 230) volt e da 50 a 60 Hz. Consumo totale circa 90 watt.

1.0.11. - *Valvole;* 2-6SL7-GT, 1-6V6, 2-6B4-G, 1-6J5, 1-6AK6, 1-5V4-G, 1-6F6, 1-OD3/VR150; totale n. 10.

1.0.12. - *Dimensioni e peso;* Lunghezza: 50 cm circa, altezza: 18 cm circa, profondità: 35 cm circa, peso: circa 15 kg.

1.0.13. - *Montaggio;* Lo strumento è normalmente previsto per montaggio su apposito rack ma può pure venir disposto per lavoro su tavolo da laboratorio.

2. - CONSIDERAZIONI SULLE CARATTERISTICHE DI IMPIEGO DEL GENERATORE.

A scopo didattico riteniamo utile discutere qui brevemente il significato pratico dal punto di vista della utilizzazione delle caratteristiche qui indicate.

La banda di frequenza è molto comoda per la possibilità che comporta di controllare « tutta » la curva di un amplificatore Hi-Fi fino a quando ad esempio si ha la completa rotazione di fase. Comoda pure è la possibilità di cambiare banda di lavoro con la semplice pressione di un pulsante. Questa disposizione di comandi è semplice, pratica, efficente e permette sopratutto una grande rapidità di lavoro. Per tale motivo lo strumento si presta quindi ottimamente per controlli di collaudo ove la stessa misura deve venir ripetuta su un gran numero di apparati di serie ed occorre una, rapida e sicura commutazione di banda.

Anche la scala dello strumento si presta al lavoro di collaudo dato la facile lettura che permette il rapporto

di gamma 1/10 ed il ricoprimento facile e spedito delle letture.

La tensione di uscita di 20 V max è più che sufficiente alla misura di impedenza per confronto con una scatola di resistenza ed un semplice tester da 20.000 ohm/volt per il campo delle frequenze acustiche mentre per gli ultrasuoni occorre un millivoltmetro con portate voltmetriche (0-10, 0-30 V di sufficiente linearità (oltre i 100.000 Hz). L'impedenza di lavoro di 600 ohm è poi molto comoda per il lavoro su filtri. Per tali misure la tensione di 10 V max è largamente sufficiente dato che per evitare la saturazione magnetica dei nuclei delle impedenze del filtro di solito non si superano i 2 volt applicati ai terminali di entrata del quadripolo e si lavora con un buon millivoltmetro ai terminali di uscita.

Alla misura del filtro tale tensione ridotta di lavoro è molto utile in quanto riducendo la percentuale di distorsione sotto l'1 % permette la misura di filtri passa-alto con attenuazione superiore ai 50 dB. La caratteristica di lavoro dei tubi amplificatori dello strumento viene infatti così meno interessata e per conseguenza con minore distorsione della tensione di uscita è possibile misurare ad esempio l'attenuazione in banda 0 ÷ 2 kHz di un filtro passa alto, in quanto le armoniche di una frequenza di misura (ad esempio di 1500 Hz) che cadono in banda passante (2000 Hz ÷ infinito) sono di ridottissimo livello (dist. totale sotto l'1 %) e non danno luogo che a meno di 1 mV circa di uscita.

La grande stabilità (± 1 dB) della tensione di uscita permette il rilievo diretto e rapido della curva di risposta di amplificatori anche notevolmente fuori della normale banda acustica (30 ÷ 15.000 Hz) di lavoro.

Il forte rapporto segnale disturbo contribuisce alla corretta misura specie di filtri passa-basso con attenuazione di circa 50 dB, in quanto non esiste che una tensione residua essa pure inferiore al millivolt.

Il montaggio infine permette la utile disposizione su rack, ottima per il lavoro di collaudo, in cui è molto comodo riunire per un posto di misura tutta una piccola serie di strumenti.

A fig. 4 e 5 riportiamo rispettivamente la curva che dà l'andamento della impedenza di uscita al variare della tensione di uscita e della tensione di uscita e della distorsione al variare del carico applicato ai terminali di uscita.

3. - IL CIRCUITO.

In fig. 2 è riportato lo schema semplificato in cui però non è indicato il circuito dell'alimentatore stabilizzato. Questo schema è chiaramente suddiviso in due parti: l'oscillatore e l'amplificatore. In ciascuna di queste due parti esiste un particolare della massima originalità.

Fig. 2 - Schema semplificato del generatore, mod. 1302-A.

Nell'oscillatore si ha un controllo di ampiezza che mantiene costante la tensione di uscita e garantisce della bassa distorsione e nell'amplificatore un'ingegnosa disposizione permette di ottenere un'uscita bilanciata su 600 ohm senza l'impiego di un trasformatore di uscita che limiterebbe ovviamente la banda di lavoro.

Vediamo lo schema generale di fig. 3. Il circuito RC è quello ormai ben noto realizzato con il ramo di resistenza in serie e quello in derivazione al condensatore variabile di sintonia. Le resistenze di portata (× 1, × 10. × 100, × 1000) vengono inserite a mezzo di commutatori a pulsante contenuti in una scatola schermata opportunamente.

Si notino i 2 elettrolitrici da complessivi 250 μF (125 + 125 μF) che permettono l'accoppiamento del circuito dalla placca della 6V6. Tale elevato valore è giustificato dal limite inferiore di frequenza (10 Hz) eccezionalmente basso.

Il segnale per la controreazione selettiva viene applicata alla griglia di un triodo tipo 6SC7 (½ sezione) che con basso carico anodico (62 kΩ) alimenta una 6V6 amplificatrice di potenza dando luogo ad una oscillazione ben controllata dal circuito di sintonia. La 6V6 lavora con basso carico anodico (4 kΩ) e con alto carico catodico (2 kΩ) il che migliora le condizioni di linearità di risposta. Ai capi del carico catodico sono disposti dei condensatori (150 pF fisso + 50 pF variabile) che compensano la capacità placca massa del circuito anodico.

Si tratta infatti di un circuito a ponte e su di una delle diagonali è disposto un ramo aggiuntivo con una resistenza anomala (lampadina da 120 volt 3 W) ed una resistenza regolabile da 500 ohm.

Il valore di corrente alternata che si ottiene ad uno squilibrio del ponte viene applicato alla seconda sezione della 6SL7 che essendo disposta con la placca in comune a quella dell'altra sezione permette così un controllo del punto di innesco.

Il segnale quindi, che per effetto dell'innesco dell'oscillazione tenderebbe ad aumentare ed a toccare i ginocchi superiore ed inferiore delle caratteristiche delle valvole (con conseguente distorsione), viene così limitato al valore più opportuno e si tratta di un valore abbastanza basso se è stata disposta una 6AK6 come prima amplificatrice per elevarla al volt necessario al pilotaggio dell'amplificatore di potenza.

Naturalmente il carico anodico è piuttosto basso (7500 Ω) e si fa uso di un potenziometro da soli 50 kΩ scopo di mantenere al solito una buona linearità di risposta. L'amplificatore di potenza è costituito da due tubi (6J5 e 6F6) notevolmente controreazionati di tensione (placca 6F6 - catodo 6J6).

Come noto con questa disposizione il grado di controreazione può venir spinto senza timore di inneschi dovuti a rotazione di fase per frequenze anche fuori banda.

Basandosi su questo principio la Ge-

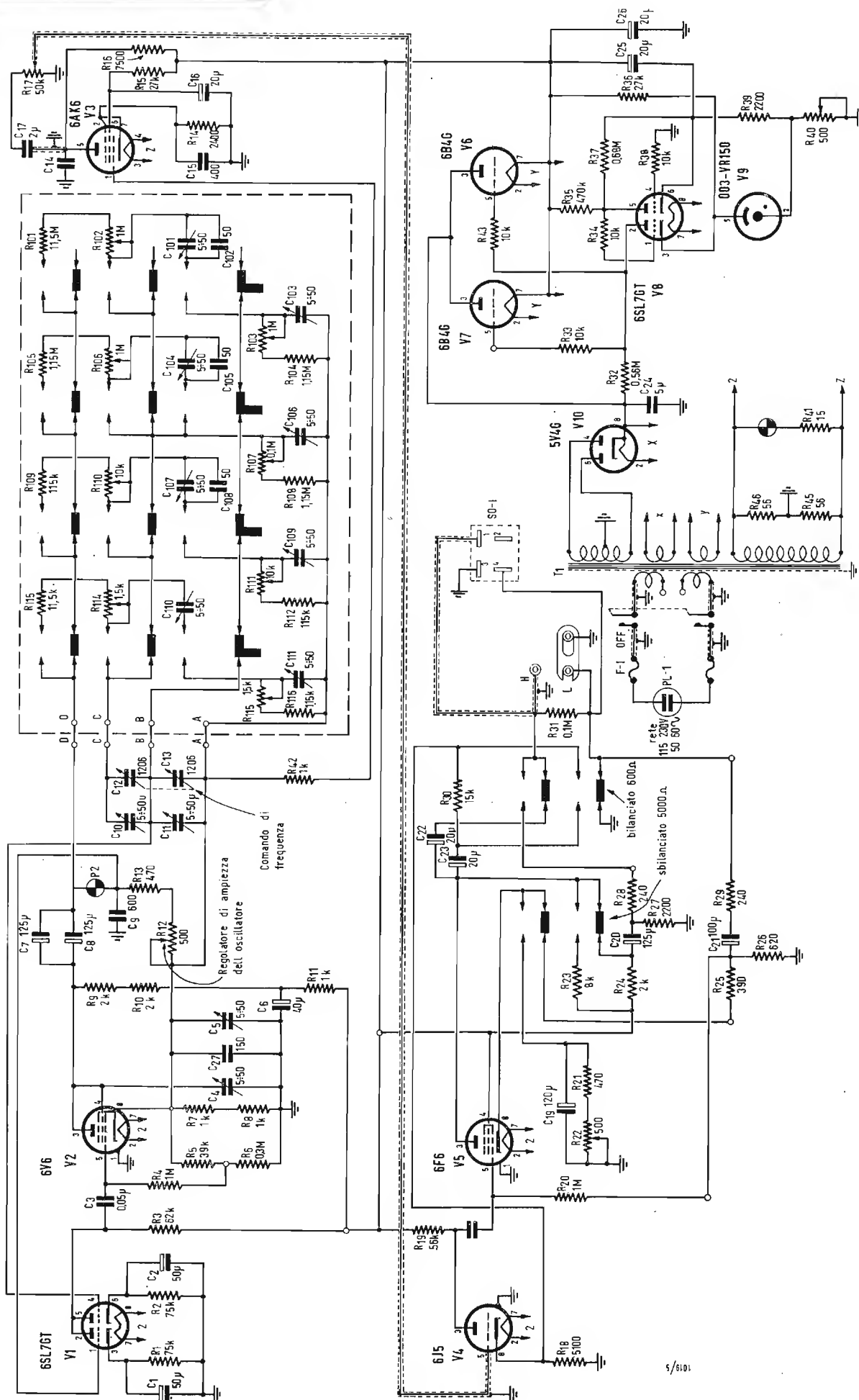



Fig. 3 - Schema elettrico del generatore di bassa frequenza.

neral Radio ha applicato una notevole controreazione che è del tipo « totale » per i 600 Ω bilanciati di uscita e più moderata per l'uscita in sbilanciato a 5000 ohm.

Lo schema è molto ingegnoso e merita di essere esaminato da vicino seguendo i dati dello schema semplificato di fig. 2 dato che lo schema peincipale rimane complicato dalle indicazioni relative alla commutazione a pulsanti.

Come si vede un commutatore a quattro vie due posizioni esegue le commutazioni relative al funzionamento con alto (è la posizione in cui si trova il commutatore in figura) e basso grado di controreazione.

Nel primo caso la 6V6 si comporta come un amplificatore catodico e di placca con fortissimo grado di controreazione in quanto l'uscita della placca è collegata direttamente al catodo della 6F6.

In questo modo i due carichi catodico e anodico sono quasi eguali e ne risulta la possibilità di un'uscita bilanciata di 300 + 300 = 600 ohm verso massa.

Un collegamento in sbilanciato in questo caso dà ovviamente luogo, come d'alt raparte avverte la stessa General Radio, a soli 300 ohm di uscita.

Certo una disposizione di questo genere dà luogo ad impedenza di funzionamento molto ridotte che a loro volta richiedono generatori di tensione continua di alimentazione di altrettanto ridotta resistenza interna.

Nessuna meraviglia quindi che si faccia uso in questo strumento di un'alimentazione stabilizzata che darà luogo ad un massimo di 0,5 ohm di resistenza interna.

Nella seconda posizione relativa all'uscita su 5000 ohm il circuito del finale diviene di tipo normale con una resistenza di controreazione di 15 kΩ in serie a 20 μF. Il grado di controreazione è sempre molto forte anche in questo caso dato che il catodo viene questa volta alimentato con un circuito RC (circa 600 ohm regolabili con ben 120 μF 50 V) che permette il massimo di amplificazione.

Infatti la General Radio avverte che anche in questo caso, anche se non conviene caricare con meno di 5000 ohm d'uscita, allo scopo di contenere la distorsione totale (vedi fig. 5), la effettiva impedenza del circuito è dell'ordine di qualche centinaio di ohm.

Si tratta naturalmente di un'impedenza che varia al variare della tensione di uscita così come indica il grafico di fig. 3.

La tensione può raggiungere fino a 20 V il che giustifica il tasso di distorsione del 0,4 % per la massima uscita sui 5000 ohm di impedenza.

Quando, con l'uscita su 600 ohm bilanciati, detta tensione scende ai 10 V anche la distorsione totale si riduce al 0,2 % circa.

I dati caratteristici dello strumento parlano di 12 mV di rumore di fondo. Si arriva al massimo così come già abbiamo detto a quasi 60 dB di rapporto segnale/disturbo.

Un simile risultato è frutto anche della particolare cura con cui viene realizzata l'alimentazione.

Una normale 5V4 rettifica infatti e fornisce tensione ad un circuito stabilizzatore di tensione realizzato con due 6B4 (valvole ben note per la loro ridotta resistenza interna) che, in parallelo, regolano la tensione con l'aiuto di una 6SL7 e di una VR 150 stabilizzatrice di tensione secondo un circuito del tutto convenzionale che non riteniamo sia il caso di descrivere. Questo circuito tra l'altro si comporta anche da filtro per il residuo alternato e difatti non solo non vengono impiegate impedenze di filtro ma pure sono sufficienti per il filtraggio, solo 5 μF in entrata e 20 μF ai capi dell'alimentazione stabilizzata.

È così che si ha quindi un basso rumore di fondo cui contribuisce anche il fatto che il capo centrale del filamento delle valvole amplificatrici ed oscillatrici viene posto a massa con l'aiuto di due resistenze da 56 ohm. D'altra parte non riteniamo che il livello del segnale scenda mai anche in griglia alla 6AK6 sotto i 50 ± 100 mV.

Per tale valvola infatti non è previsto il solito stadio, RC, filtrante sul circuito anodico.

L'alimentazione dell'apparato è prevista a 110 e 220 V dato che il primario è avvolto con due sezioni distinte per 110 volt che possono venir collegate in serie od in derivazione.

La stabilizzazione della tensione anodica consente uno scarto massimo di tensione da 105 a 125 V o da 210 a 230 V. L'interruttore di rete interrompe entrambi i fili di alimentazione c.a. sui quali sono disposti pure due fusibili di protezione. Particolari che, se possono sembrare banali, sono invece essi pure degni di un apparato professionale come questo.

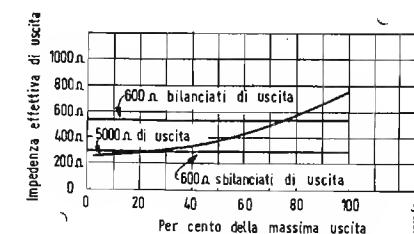



Fig. 4 - Impedenza effettiva di uscita in funzione del livello.

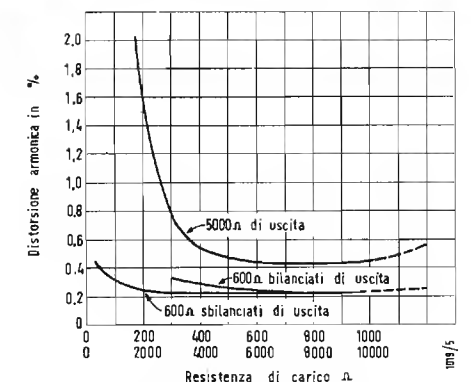



Fig. 5 - Destorsione percentuale in funzione della resistenza di carico.

Per qualsiasi ulteriore schiarimento, nel limite delle mie possibilità, sono a disposizione di chi, tramite la redazione, desideri consultarmi per ottenere ulteriori particolari su questa interessante realizzazione. *

Primato delle esportazioni di attrezzature radio

L'industria radiotecnica britannica ha segnato nel 1957 una nuova serie di primati nel campo delel esportazioni. Sino a tutto novembre le esportazioni di attrezzature radio osno ammontate a oltre 39 milioni 700 mila sterline. In tutto il 1956 il valore delle esportazioni è stato di poco superiore ai 40 milioni di sterline. Allorchè saranno note le cifre relative a dicembre si calcola che il totale per il 1957 avrà raggiunto i 43 milioni e mezzo di sterline, un primato assoluto. I lgrande successo dell'industria britannica della radio è posto in evidenza dalla constatazione che il valore delle esportazioni è stato quadruplicato in 10 anni: nel 1947 esso fu di poco superiore ai 10 milioni di sterline. Le cifre relative al novembre 1957 — complessivamente oltre 3 milioni e mezzo di sterline — rivelano un primato nell'esportazione di apparecchi televisori; oltre 150 mila sterline. Compresi gli apparecchi radio-riceventi ed i radiogrammofoni. la cifra per tale categoria di articol isale a 406 o ssesline.
per la riproduzione del suono — compresi i grammofoni, gli amplificatori elettronici, ecc. — sono ammontate a quasi 925 mila sterline; il totale per i primi 11 mesi del 1957 è stato di quasi 9 milioni (7.600.000 sterline in tutto il 1956).
Cifre record sono state pure registrate nell'esportazione di altri strumenti di radiofonia (oltre 3.600.000 quella di valvola a tubi, a desempio). La vendita all'estero di grosse attrezzature, quali trasmettitori, impianti di comunicazione, strumenti di navigazione, ecc., è stata assai vicina a 15 milioni di sterline, mentre era stata pari a 16 milioni e mezzo durante l'intero 1956.

Collaudo iniziale del reattore trasportabile Martin

La Martin Company ha annunciato che il prototipo della centrale nucleare trascurabile realizzato nei suoi stabilimenti è entrato in funzione con un successo nel corso dei collaudi iniziali intesi a saggiarne la capacità di sviluppare la fissione nucleare.
La centrale, costruita con criteri sostanzialmente diversi da quella già in funzione a Fort Belvoir (Virginia) pe rconto dell'Esercito statunitense, è in grado di produrre elettricità sufficiente al fabbisogno di una cittadina di 10.000 abitanti per 18 mesi senza alcuna sostituzione della carica iniziale di combustibile nucleare.
La centrale consta di 8 grandi parti trasportabili per via aerea alla località d'impiego. I suoi elementi possono essere montati in tre o quattro giorni.

(*u.s.*)

Dispositivo di Prova Automatico per il Controllo di Radioricevitori e Ricevitori per TV*

notiziario industriale

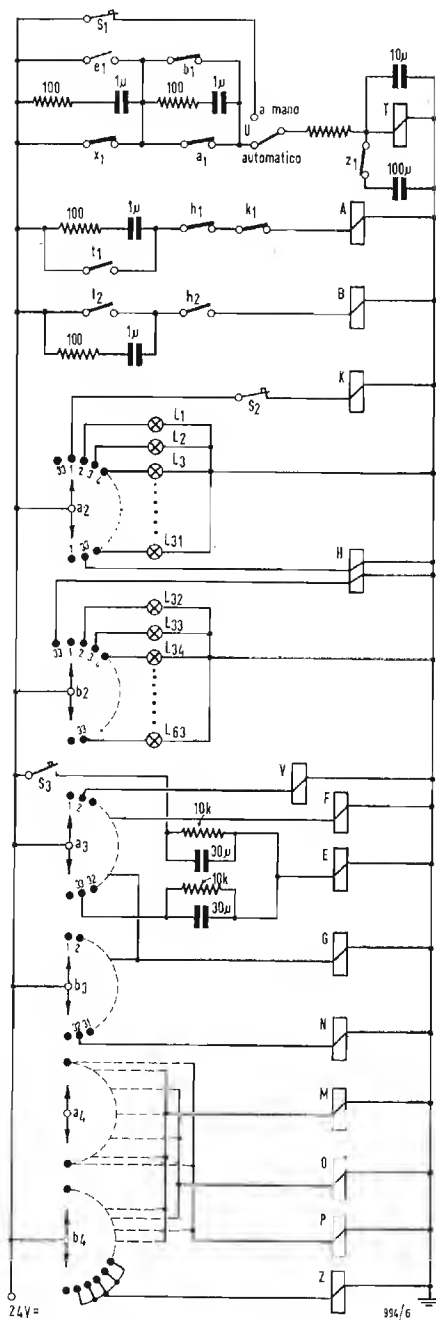



Fig. 1 - Automatismo A per dispositivo di prova con 63 prove al massimo. Le indicazioni sono le stesse per tutte le figure.
A - selettore o primo selettore.
B - secondo selettore.
E - relè di reinserzione.
F - relè per la misura delle resistenze.
G - relè per la misura delle tensioni.
H - relè ausiliario.
K - relè di avvio.
L - lampade di segnalazione.
M - relè per la regolazione della tolleranza.
N - relè per misure di amplificazione.
O - relè per la regolazione delle tolleranze.
P - relè per la regolazione della tolleranza.
S_1 - tasto per la manovra a mano.
S_2 - tasto di avvio.
S_3 - tasto di reinserzione.
T - relè di ritmo.
V - commutatore: a mano/automatico.
X - relè indicatore.
Z - relè per il ritorno rapido a zero.
01...63 - relè indicatori di passo.

NELLA produzione in serie di ricevitori radio e televisivi occorrono dei dispositivi di prova che riducano al minimo la durata della prova e che possano essere adoperati anche da personale non specializzato. La soluzione ottima è evidentemente quella di un dispositivo di prova completamente automatico.

Le prove normali che si fanno su un radioricevitore finito sono le seguenti: *prova di tensione*, in essa si controlla se il cablaggio è completo ed esatto, se alle valvole arrivano le giuste tensioni, ecc.; dopo questa verifica c'è la *taratura*.

Poi lo chassis viene montato nel mobile e viene ulteriormente controllato dal *collaudo finale*.

Ora è praticamente impossibile automatizzare la taratura perchè i tipi di apparecchi variano troppo frequentemente ed è pure impossibile automatizzare il collaudo finale perchè esso comprende oltre ad una prova di funzionamento anche una prova visiva.

È invece abbastanza semplice automatizzare la prova di tensione che è quella che di solito porta via più tempo sia che si vada a cercare i vari punti di misura sia che essi si portino ad un grande quadro di strumenti attraverso degli adattatori innestati negli zoccoli delle valvole.

L'autore ha progettato due dispositivi di prova che differiscono solo per l'automatismo.

Permettono ambedue 63 misure diverse; l'automatismo A però si ferma quando trova un difetto mentre l'automatismo B esegue tutte le prove e accende delle lampade in corrispondenza delle prove che non hanno dato esito favorevole. Nel primo si ha il vantaggio di potere eliminare subito i piccoli difetti; il secondo si adatta invece a produzioni di grande serie; i pochi pezzi difettosi vengono mandati ad un posto di riparazione con l'indicazione della prova che non ha dato buon esito.

Questi automatismi contengono un certo numero di selettori e di relè, il tecnico radio non deve però impressionarsi, si tratta di organi semplici e di funzionamento sicuro.

I relè e i selettori vengono indicati negli schemi con delle lettere maiuscole, i contatti relativi sono disegnati nella posizione in cui si trovano quando i relè non sono percorsi da corrente e sono indicati con le lettere minuscole corrispondenti.

1. - AUTOMATISMO A

Lo schema è quello della fig. 1. Alla inserzione della 24 V (si può usare anche la 60 V) attira il relè K attraverso il contatto a_2 e il tasto di avvio S_2. Si apre il contatto k_1. Attira anche il relè di ritorno T attraverso x_1, a_1 e U.

Si chiudono i due contatri di lavoro t_1 e t_2, ma poichè k_1 e h_2 sono aperti non si muove ne il selettore A ne il B. La partenza si ha premendo il tasto S_2.

Infatti K cade, k_1 si chiude, il selettore A viene messo sotto corrente attraverso t_1, h_1, k_1 e compie un passo assieme ai suoi braccetti di contatto a_2 a_3 a_4 a_5. Il relè K non attira più nemmeno dopo che si è lasciato S_2 perchè il suo circuito viene interrotto da a_2. Contemporaneamente si apre il contatto ausiliario a_1 del selettore che interrompe il circuito del relè T. Questo cade ritardato a causa dei due condensatori in parallelo. Alla sua caduta si apre il contatto t_1 e il selettore resta senza corrente, allora si chiude il contatto a_1, il relè T attira, chiude t_1, il selettore fà un secondo passo ed il gioco si ripete fino a che il selettore arriva al passo 33.

In questa posizione attira il relè H attraverso uno dei suoi due avvolgimenti, si apre il contatto h_1 e si chiude h_2. Il selettore A si ferma al passo 33 e il gioco continuo con il selettore B. Quando il braccetto b_2 arriva al passo 33, viene percorso da corrente anche il secondo avvolgimento di H e poichè il flusso è opposto esso cade, h_1 chiude e h_2 apre. Il selettore A compie un altro passo e ritorna alla posizione di partenza.

Il ciclo si può ripetere premendo S_2.

I circuiti RC in parallelo ai contatti sono spegni-scintille.

2. - COMANDO A MANO.

Per mettere a punto i vari circuiti di misura occorre azionare i selettori passo per passo.

Allo scopo basta commutare U e premere per ogni passo il tasto S_1.

3. - CIRCUITO DI PROVA (FIG. 2)

Il contatto x_1 appartiene al relè X del circuito di prova. Quando c'è un difetto il relè X attira e x_1 si apre, con ciò si toglie corrente a T e l'automatismo si ferma.

Se si elimina il difetto l'automatismo si rimette in moto, ma si può anche segnare l'errore e riprendere la prova premendo il tasto S_3. Infatti attira brevemente E (carica del condensatore) e chiude e in parallelo a x_1.

I braccetti a_2 e b_2 inseriscono ad ogni passo una lampada che indica il passo in cui si trova il selettore e quindi la prova che si sta eseguendo. Il braccetto a_3 comanda i relè V e F che servono per la misura di resistenza, misura che avviene quando lo chassis non è ancora sotto tensione. Il contatto f_1 (fig. 2) applica + 10 V per la misura della resistenza. Il contatto v_1 serve per caricare con +1 V i grossi condensatori in parallelo alle resistenze da misurare. Dopo la fine di queste misure cade il relè F e attira G. Esso applica tensione allo chassis (fig. 3). Questo è collegato al dispositivo di prova attraverso degli adattori innestati negli zoccoli delle valvole.

Queste ultime sono inserite nel dispositivo e sono da esso riscaldate in modo da essere sempre pronte per la prova. Oltre alle tensioni si controlla anche l'assorbimento di corrente e l'amplificazione dei due stadi in BF. Ciò avviene per mezzo del relè N che con n_1 mette tensione e con n_2 applica una tensione a BF alla valvola amplificatrice in bF.

Le misure possono essere eseguite con telleranze diverse. Servono allo scopo i tre relè M, O, P comandati dai braccetti a_4 e b_4, che con i contatti m_1, o_1, p_1 inseriscono delle resistenze in parallelo al relè X.

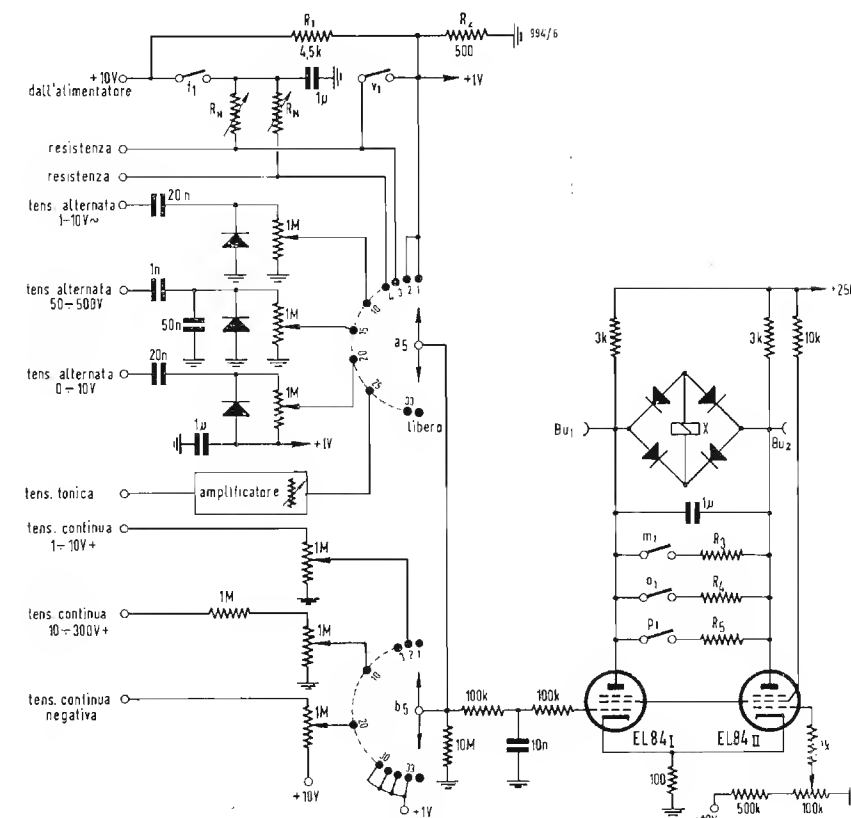
Il relè Z serve per fare superare rapidamente i passi eventualmente inutilizzati, infatti esso con il contatto z_1 esclude parte della capacità di ritardo di T.

Fig. 2 - Circuito di misura.

4. - AUTOMATISMO B.

Il circuito è quello della fig. 4 ed è simile all'automatismo A. All'inserzione della tensione attirano T e K. Se si preme il tasto di avvio S_2, K cade e poichè t_1 è chiuso, A fa un passo. Allora a_1 apre, T cade con ritardo, apre t_1, A resta senza corrente, a_1 si chiude, T attira, A fa un'altro passo e così via. I compiti del relè H e del commutatore U sono gli stessi del caso precedente. Se una prova va male attira il relè X e il contatto x_1 si chiude (fig. 4). Allora attira a seconda del passo uno dei relè 01, 02, ... che si tiene con il proprio contatto 01_1, 02_1 ... ed il contatto 01_2, 02_2, ... inserisce una lampada di segnalazione (non segnata nella fig. 4). All'avvio con il tasto S_2 si fanno cadere i relè 01, 02, ... e si spengono così le eventuali lampade accese.

5. - MISURA DI RESISTENZA.

Nella fig. 2 si sono disegnati alcuni circuiti di misura. Sui passi 1 e 2 non si hanno misure, perciò essi sono collegati ad una tensione di + 1 V che serve anche a precaricare attraverso v_1 i condensatori che si trovano in parallelo alla resistenza che si misurerà al passo 3. Nei passi da 3 a 9 si eseguono delle misure di resistenza.

La tensione di misura di + 10 V viene applicata alla resistenza da controllare R_x attraverso f_1 ed R_N che deve avere un valore uguale a 9 volte R_x. Perciò ai capi di R_x si troverà una tensione di 1 V che viene portata alla griglia della EL84 I attraverso un filtro che elimina l'eventuale corrente alternata.

Fra i due anodi delle EL84 è collegato attraverso un raddrizzatore un relè polarizzato molto sensibile. Il raddrizzatore serve a fare attirare il relè sempre dalla stessa parte. I tre contatti m_1, o_1 e p_1 servono ad ottenere tre diversi valori della sensibilità. Il condensatore da 1 μF serve a cortocircuitare eventuali tensioni alternate.

Il relè attira quando le tensioni alle griglie delle due valvole non sono uguali. La regolazione dello zero si esegue con il potenziometro da 100 kΩ.

La sensibilità del sistema è aumentata dalle resistenze di catodo e di griglia schermo in comune.

6. - MISURA DI TENSIONE.

Tutte le misure di tensione vengono ricondotte alla misura di una tensione di + 1 V.

Le tensioni continue inferiori a 1 V non si misurano e per le tensioni alternate inferiori a 1 V si può usare un voltmetro a valvole.

Al passo 10 di a_5 si misura una tensione alternata da 1 a 10 V. Se la tensione alternata da misurare è molto elevata si fa precedere al diodo un partitore capacitivo (passo 15). Se si vuole misurare una tensione di rumore con una tolleranza da 0 a 10 V si polarizza il diodo con una tensione di 1 V (passo 20).

Nel passo 25 è inserito un voltmetro a valvola per la misura di frequenze foniche. Ai passi 2 e 10 di b_5 si vedono i circuiti per la misura di basse e alte tensioni continue positive. Al passo 20 si misurano invece delle tensioni continue negative.

7. - GLI ADATTATORI.

La fig. 3 mostra il collegamento del dispositivo ad un ricevitore a 3 valvole.

(*) Prüfautomat für die Kontrolle von Fernseh- und Rundfunkempfänger - Chassis, *Funkschau*, giugno 1957, XXIX, 11, pag. 293.

Le valvole degli adattatori sono riscaldate direttamente dal dispositivo in modo da non avere ritardi.

La linea dell'anodica viene provata per corti circuiti verso massa. Per misurare la sua resistenza verso massa (partitore della valvola mescolatrice = = 70 + 50 kΩ = 120 kΩ) occorre una R_N di 1.080 kΩ. Se il condensatore elettrolitico ha una capacità di 50 μF il tempo di carica diventa:

$$1{,}08 \times 50 = 54 \text{ sec}$$

si vede quindi la convenienza a precaricare il condensatore con v_1 attraverso una resistenza minore.

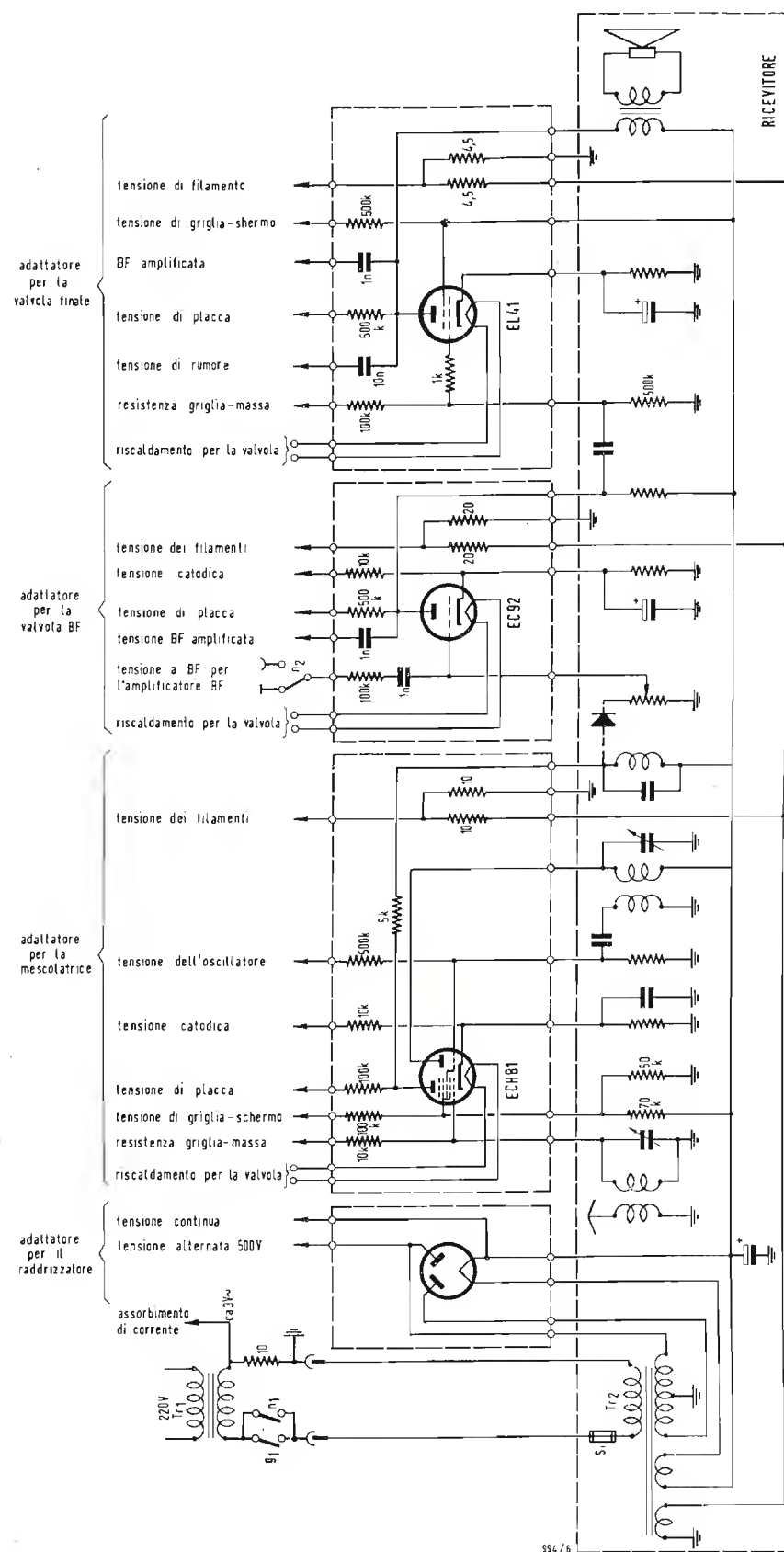



Fig. 3 - Collegamento degli adattatori.

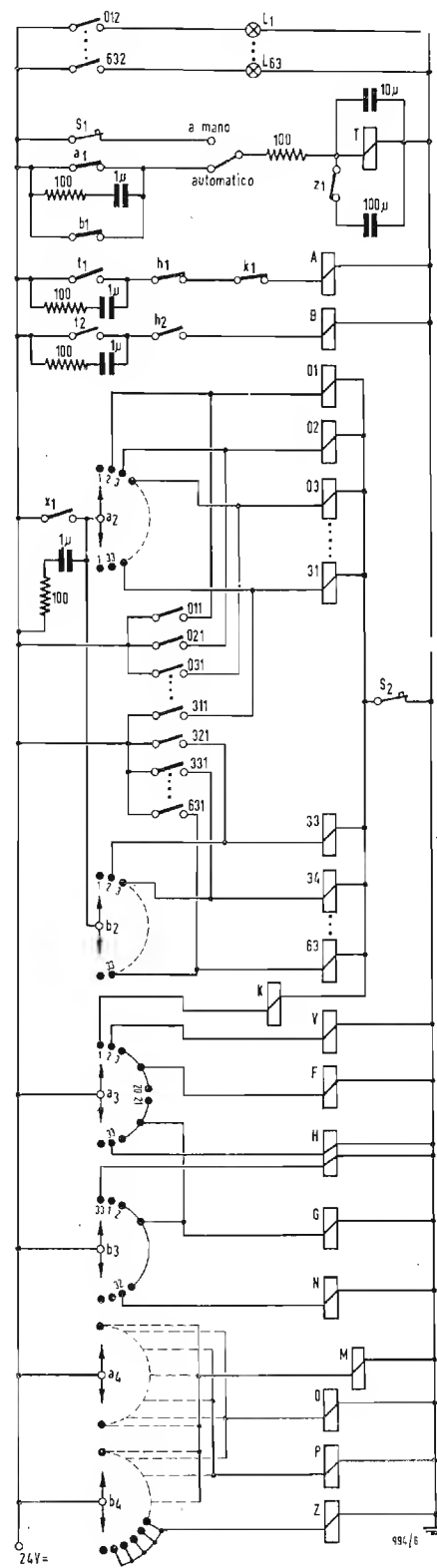



Fig. 4 - Automatismo *B* per dispositivo di prova con 63 prove al massimo.

Occorre poi controllare anche il collegamento a massa del circuito d'entrata della mescolatrice. Poichè non sarebbe possibile misurare delle resistenze praticamente nulle si collega in serie una resistenza di protezione di 10 kΩ che serve anche a smorzare l'innesco della mescolatrice.

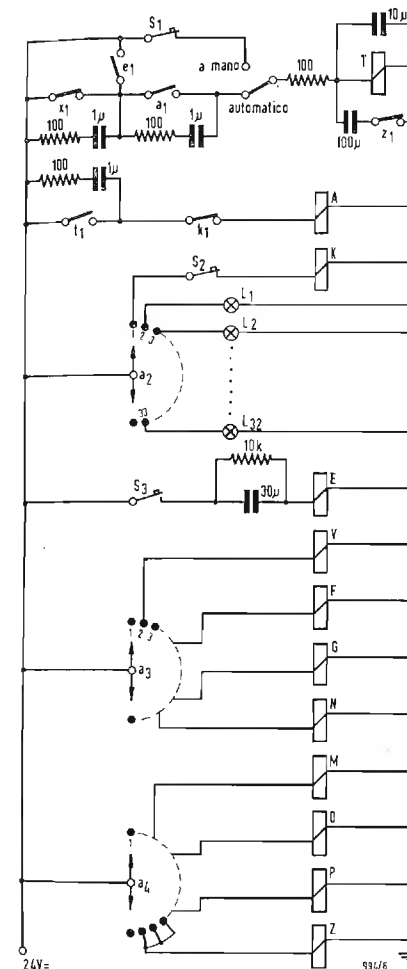



Fig. 5 - Automatismo *A* semplificato per 32 prove al massimo.

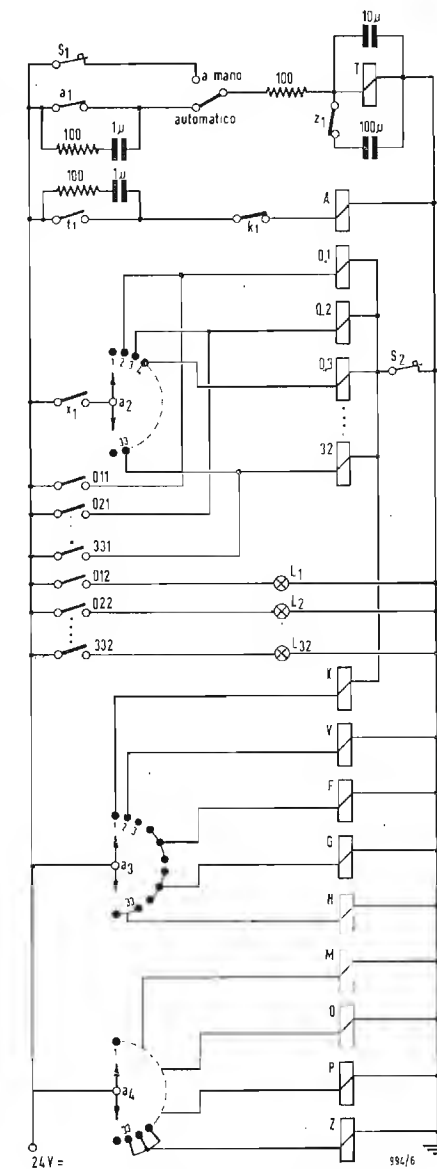



Fig. 6 - Automatismo *B* semplificato per 32 drove al massimo.

Va misurata anche la resistenza di fuga della griglia della finale.

Dopo il controllo delle resistenze si mette lo chassis sotto tensione e si controlla l'assorbimento misurando la tensione ai capi di una resistenza di 10 Ω inserite nel circuito di alimentazione.

Poi si controlla la tensione al secondario del trasformatore di alimentazione (2×500 V) con un partitore capacitativo.

Le tensioni di riscaldamento vengono controllate al punto centrale di una resistenza inserita negli adattatori e che simula il filamento.

Poi si passa alle tensioni continue alle valvole. Queste vengono misurate attraverso delle resistenze di protezione che servono anche ad impedire l'eccitazione delle valvole.

Per controllare se l'oscillatore locale è in funzione si controlla la tensione continua alla sua griglia. La resistenza di protezione deve essere elevata rispetto alla resistenza di fuga della griglia stessa.

Al passo seguente si controlla il rumore di fondo sulla placca della finale. Poi si controlla l'amplificazione in bassa frequenza della preamplificatrice. Il regolatore di volume deve essere al massimo ed anche il regolatore del tono deve essere in una determinata posizione. I collegamenti vanno ben schermati. Il contatto n_2 inserisce una tensione fonica di 10 mV e la tensione in uscita viene misurata attraverso un voltmetro a valvola.

Poi si controlla l'amplificazione totale in bassa frequenza, in questo caso la tensione alla placca della finale può essere misurata direttamente.

Le misure a cui si è brevemente accennato servono solo come guida, infatti con le 63 misure possibili si possono eseguire molti altri controlli sia in grossi radioricevitori che televisori.

Per i piccoli ricevitori possono bastare dei dispositivi più piccoli (figure 5 e 6) che hanno ciascuno un solo selettore.

(dott. ing. Giuseppe Baldan)

Bobine RF per Radioricevitori a Transistori *

L'APPARIZIONE in commercio di serie complete di transistori che permettono la realizzazione di ricevitori, ha determinato, nella maggior parte dei costruttori di avvolgimenti ad alta frequenza, la creazione di nuovi modelli studiati per questi tipi di ricevitori.

In effetti, le basse impedenze in gioco con i circuiti a transistori hanno riportato il problema dei circuiti ad alta frequenza, i quali devono fornire una certa energia al transistore.

Attualmente diversi avvolgimenti sono stati proposti e sono sovente destinati a permettere un primo studio dei circuiti a transistori e a famigliarizzarsi con questi, per prendere mano a questa nuova tecnica. Ciò nonostante i costruttori di ricevitori dal loro lato non sono rimasti inattivi, come si può giudicare da qualche nota relativa alle loro produzioni di circuiti a transistori di larga divulgazione, nella stampa tecnica attuale. Malgrado che la richiesta degli avvolgimenti sia ancora modesta, ma in via di sviluppo in considerazione dell'accoglienza che questi tipi di ricevitori hanno avuto da parte del pubblico, si è avuto la realizzazione di serie omogenee di avvolgimenti. La tecnica del ricevitore a transistore sembra orientarsi verso un tipo preciso, come si è visto già per i tubi a vuoto. Le varianti non riguardano che dettagli circuitali.

Sembra che l'utilizzazione di due transistori per la conversione di frequenza, uno in circuito modulatore e l'altro in circuito oscillatore, apportino una maggiore facilità di messa a punto,

(*) POITOU F., Quelques Réalisations de Bobinages HF pour Récepteurs à Transistors, *TSF et TV*, luglio-agosto 1957, XXXIII, 345, pag. 231.

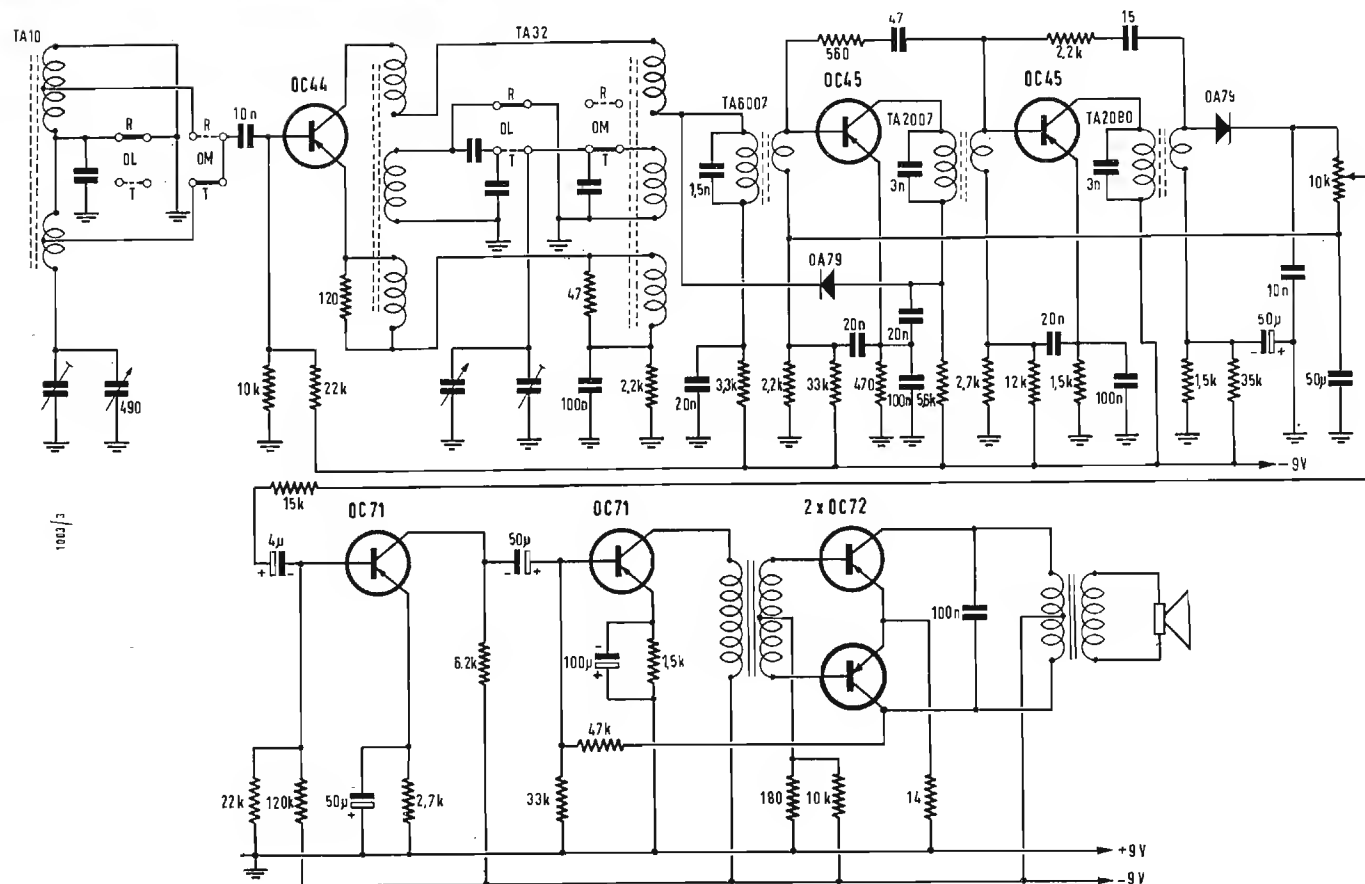



Fig. 1 - Schema di utilizzazione dei circuiti Visodion.

il risultato, all'incontro, non è molto superiore a quello ottenuto con un solo transistore autoscillatore-mescolatore. I costruttori hanno più volte manifestato il desiderio di aggirare le difficoltà di regolazione degli avvolgimenti per questo ultimo tipo di circuito oscillatore mescolatore.

Questo ha portato l'interesse da parte dei costruttori di soli avvolgimenti per alta frequenza e sono stati così studiati dei complessi convenienti che non richiedono che un solo transistore per il cambiamento di frequenza.

Non si è ancora giunti alla divulgazione su larga scala di uno stadio amplificatore ad alta frequenza a transistore, e questo è in parte da attribuirsi alle caratteristiche ancora troppo modeste alle frequenze elevate da parte dei transistori a giunzione di serie attuale. D'altro canto i dati di sensibilità già raggiunti non giustificano minimamente la presenza di uno stadio amplificatore di alta frequenza.

Il prossimo passo è l'estensione della ricezione sulle onde corte. Si sono notate delle realizzazioni nella banda dei 49 m, e a volte anche dei 41 m, ma la prudenza in questo campo è sinonimo di saggezza. L'adozione della gamma ad onde corte sui ricevitori attuali necessita una selezione di transistori mescolatori di frequenza e praticamente si deve adottare un oscillatore separato. In queste condizioni i costruttori di avvolgimenti si sono riservati la difficoltà dello studio di una serie di bobine corrette e hanno concesso ai costruttori l'economia di un transistore in alta frequenza offrendo loro degli oscillatori perfettamente messi a punto e di facile allineamento senza sacrificare minimamente le caratteristiche globali.

È noto che l'impedenza di uscita di un transistore montato con emettitore comune è elevata, allorchè l'impedenza di base, ossia d'ingresso, è piccola. In queste condizioni, è difficile utilizzare i trasformatori a due circuiti accordati accoppiati fra loro.

Questo porta l'adozione di due transistori amplificatori del segnale a media frequenza. La necessità di trasmettere una certa energia alla base porta a degli accoppiamenti primari e secondari molto stretti con l'impiego di nuclei magnetici a mantello chiuso.

Anche con un solo circuito accordato per ogni stadio si ottiene una buona curva di selettività. D'altra parte le neutralizzazioni indispensabili apportano una squadratura delle curve (sempre che questi circuiti di neutralizzazione siano realizzati in maniera conveniente). Va notato che per facilitare l'intercambiabilità degli elementi è preferibile adattare i due stadi a media frequenza fra loro, ma contemporaneamente disadattarli, il primo nei confronti dell'impedenza di uscita del mescolatore, l'ultimo in rapporto dell'impedenza del rivelatore. Per un buon risultato si può ammettere una perdita di 3 dB per stadio. Le curve ottenute con dei trasformatori a due circuiti accordati sono più vantaggiose, ma nel contempo più difficili a ottenersi e per il momento questa formula deve essere accantonata; questo perchè le serie di bobine devono potersi adattare ad una larga gamma di transistori, oppure per uno stesso tipo devono adattarsi a delle caratteristiche varianti in larghe frontiere di tolleranza. È molto probabile che questo problema sia da riprendersi fra qualche anno, ma attualmente questo è solo una anticipazione.

In Francia si ha la scelta fra tre costruttori nazionali e fra molti tipi di importazione che bisogna saper impiegare, seguendo gli approvvigionamenti, senza per questo dover ridimensionare completamente lo schema di un ricevitore.

Per il momento è indispensabile prevedere una ampia intercambiabilità e questo è raggiunto solamente con dei

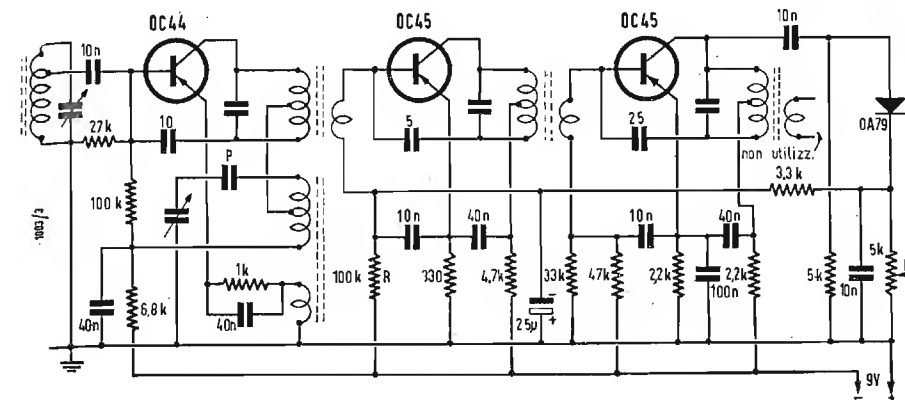



Fig. 2 - Schema di utilizzazione dei circuiti SFB.

circuiti concordanti con questa tecnica, vale a dire due transistori amplificatori in media frequenza e tre circuiti accordati; la curva di selettività è assai corretta e una banda di 9 kHz può essere ammessa con delle frontiere ripide (da — 20 a 30 dB per $\Delta f = 9$ kHz) e una sensibilità di media frequenza dell'ordine di 4 microvolt. Ci si rende conto che, anche con un guadagno di conversione 0 (in dB), la sensibilità globale è superiore a quella di un ricevitore dotato di tubi a vuoto. Le varianti che influenzano i circuiti di neutralizzazione non sono che apparenti, il principio base resta immutato.

La rivelazione è eseguita tramite un rivelatore al germanio. In generale, seguendo una certa tendenza di facilità di circuito, a forzare la costante di tempo di rivelazione, cosa che apporta una degradazione delle frequenze elevate della modulazione. Su un ricevitore ben regolato essa deve essere ridotta ad un minimo compatibile con una buona stabilità. La principale difficoltà risiede sopratutto nel stabilire un circuito di comando automatico di guadagno veramente efficace. Un transistore di guadagno di corrente variabile senza intermodulazione non è cosa oggidì realizzata e le variazioni di polarizzazione della base non danno che dei risultati poco soddisfacenti e molto diversi a secondo degli umori del tempo e della temperatura. Di conseguenza i costruttori preferiscono determinare uno smorzamento variabile del primo circuito di media frequenza in funzione del livello della rivelazione.

La curva del controllo automatico di guadagno ottenuta è paragonabile a quella di un circuito anti-fading a soglia dilazionata. Questa soluzione offre ancora il vantaggio di presentare un'effetto di selettività variabile con l'allargamento della curva di risposta per le stazioni locali. Ed ecco ora una rassegna di quanto i costruttori attuali propongono per la soluzione del problema qui menzionato.

1. - CIRCUITI VISODION

La Società Visodion propone una serie di bobine che comportano un

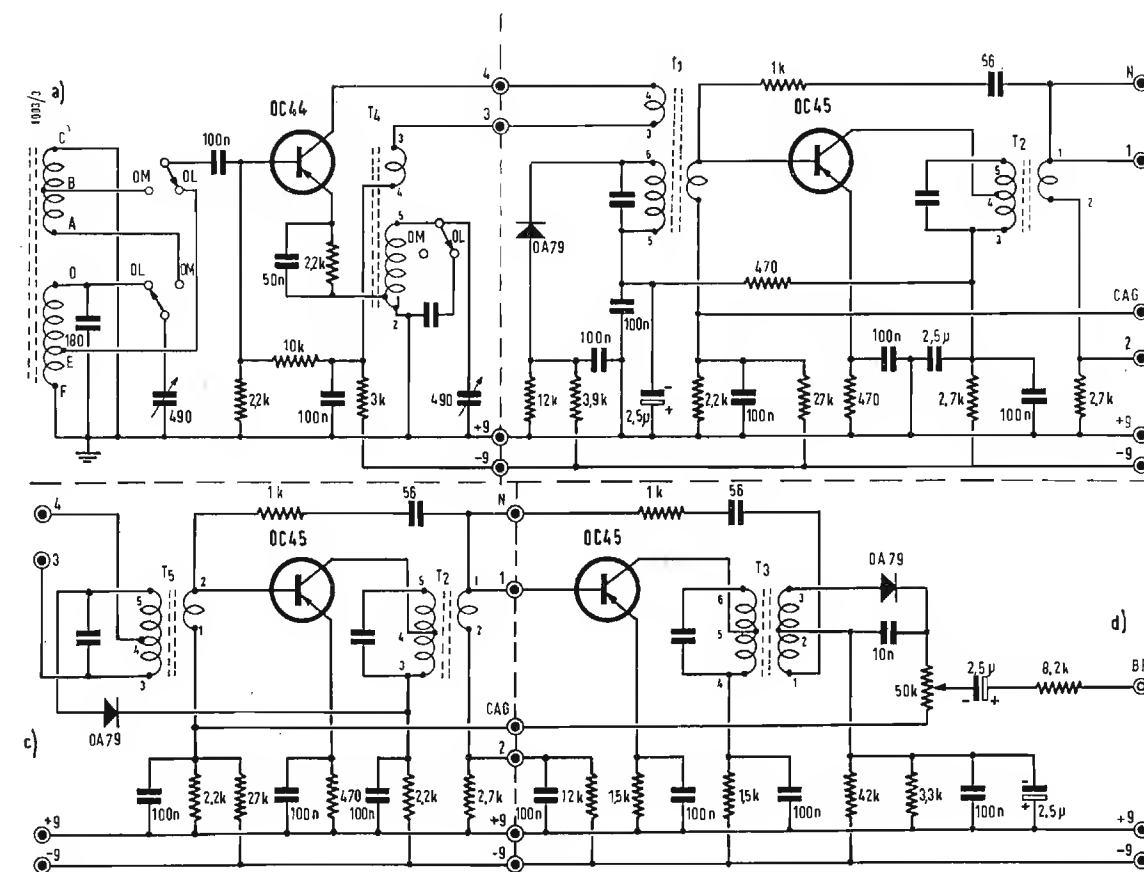



Fig. 3 - Schema di utilizzazione dei circuiti Oréga. *a)* stadio convertitore; *b)* e *c)* due versioni del primo amplificatore FI; *d)* ultimo stadio amplificatore FI e circuito rivelatore.

circuito d'ingresso (TA10) montato su ferrite e che si compone di due bobine, una ad ogni estremità del tondino, questo permette la regolazione dell'induttanza facendo scorrere gli avvolgimenti. La commutazione onde lunghe-onde medie si effettua sul circuito di accoppiamento a bassa impedenza, tramite un commutatore a pulsante con una bassissima resistenza di contatto. La gamma delle onde corte non è stata prevista, però è stato previsto un terzo pulsante nel commutatore allo scopo di poter realizzare anche questa terza gamma. Il circuito oscillatore TA32 impiega delle bobine di reazione inserite nei circuiti dell'emettitore e del collettore sulle quali non viene effettuata alcuna commutazione. I circuiti oscillanti sono commutati tramite dei pulsanti con la predisposizione di corto circuito della bobina delle onde lunghe sulla gamma onde medie, ciò per evitare assorbimenti dannosi. Le resistenze di smorzamento poste in parallelo sulle bobine di reazione del circuito dell'emettitore permettono una regolazione della oscillazione locale in funzione « dell'attività » del transistore.

Il primo circuito di accoppiamento di media frequenza posto nel circuito del collettore presenta un'impedenza più elevata che non quelli degli stadi seguenti (lo stadio convertitore funziona in classe AB oppure B) questo per un'adattamento corretto. Questo circuito che ammette il comando automatico di guadagno tramite il controllo del suo smorzamento, deve presentare un Q elevato, la regolazione agisce soltanto nell'aumento dello smorzamento quando il segnale d'ingresso cresce; è solamente possibile una riduzione del coefficiente di merito.

Il secondo trasformatore di accoppiamento è costruito per un'impedenza tre volte minore per l'adattamento secondario che ha lo stesso valore dell'impedenza di base.

Tutti i circuiti di media frequenza, sintonizzati su 480 kHz, sono realizzati in custodie magnetiche completamente chiuse, che forniscono un'accoppiamento primario secondario molto stretto.

Il terzo circuito di media frequenza si adatta con il secondo stadio amplificatore di media frequenza e al rivelatore prevedendo uno smorzamento assai forte per il raggiungimento di una curva di trasmissione corretta ed una buona stabilità.

La componente continua della rivelazione applicata alla base del primo transistore a media frequenza si comporta come un'amplificatore a corrente continua e comanda lo smorzamento del primo circuito a media frequenza per il controllo automatico di guadagno.

La parte bassa frequenza dello schema della figura che completa l'applicazione dei circuiti proposti dalla società Visodion è qui riportata a titolo di documentazione e presenta un ampio margine di sicurezza sia per il sovraccarico che per la stabilità al variare della temperatura.

2. - CIRCUITI ORÈGA

La serie proposta è stata realizzata per le gamme di onde medie e di onde lunghe e si compone dei circuiti dello stadio di conversione e dei circuiti di media frequenza.

L'antenna è montata su un tondo in ferrite, l'accoppiamento è a bassa impedenza sulla base del transistore mescolatore. La commutazione si effettua sui due circuiti e la qualità dei contatti è da rispettare con attenzione. Il circuito oscillatore è comune alla gamma di onde medie e di onde lunghe. Un trimmer fisso permette l'accordo sulle onde lunghe. Si beneficia cosí di un effetto di espansione, favorevole alla copertura della gamma delle onde lunghe dove il rapporto delle frequenze estreme è basso. In più la diminuzione del rapporto LC permette un'accoppiamento stretto con il circuito di eccitazione e ne consegue una buona oscillazione. La bobina oscillatrice è montata in una custodia cubica avente 20 mm di spigolo.

I trasformatori di media frequenza sono previsti per essere utilizzati con dei transistori sia di produzione francese che di produzione straniera corrispondente. La serie comprende tre trasformatori, il primo carica il transistore variatore di frequenza, il secondo l'amplificatore di media frequenza ed il terzo è stato realizzato per la rivelazione. Il guadagno per stadio è di 28 dB e per l'assieme dei tre trasformatori la selettività è tale che l'attenuazione a più o meno 9 kHz è di 30 dB, più o meno 2 dB.

A questo circuito e precisamente sul trasformatore T, si potrebbero apportare delle varianti e precisamente il primario ad autotrasformatore, ciò permetterebbe di eliminare i circuiti di accoppiamento aventi la didascalia 3-5.

I rapporti d'impedenza sarebbero naturalmente gli stessi, ma con il trasformatore T5 l'accoppiamento del transistore mescolatore di frequenza con il circuito oscillante sarebbe più stretto, per lo stesso rapporto di trasformazione.

La presenza della componente continua del diodo di smorzamento OA79 sul circuito di collettore del transistore variatore di frequenza non influenza sfavorevolmente il suo funzionamento, al contrario, e il massimo di sensibilità si avrà su una stazione debole, sensibilità che sarà man mano attenuata allorchè il segnale d'ingresso aumenterà.

Il circuito completo può quindi essere costituito dalle fig. *a, b e d* e dalle figure *a. c e d*.

3. - CIRCUITO S.F.B.

La Societé Française de Bobinages (S.F.B.) offre diversi complessi di bobine per transistori; viene qui citato soltanto un piccolo gruppo onde lunghe-onde medie con rivelazione a reazione, che permette con due transistori solamente, OC45 e OC 72, di ricevere in altoparlante la maggior parte delle stazioni della Europa Occidentale. I gruppi per circuiti supereterodina sono realizzati seguendo diverse formule per ciò che concerne il cambiamento di frequenza, ma una particolarità essenziale, è l'impiego di uno stesso tipo di trasformatore a media frequenza per tutti gli stadi. Questo trasformatore, che si accorda sulla frequenza di 455 kHz, possiede un rapporto LC elevato, l'adattamento con il circuito collettore precedente viene effettuato tramite una presa sul circuito oscillante e con la base del transistore seguente tramite un secondario a bassa impedenza.

La neutralizzazione si effettua semplicemente sul circuito ad alta impedenza ad opera di una capacità che permette una opposizione di fase corretta. Il circuito d'ingresso della rivelazione lascia il secondario inutilizzato, l'adattamento è realizzato con una presa sul circuito oscillante.

La componente continua della rivelazione è applicata alla base del primo transistore amplificatore a media frequenza per il controllo automatico di guadagno. La polarizzazione di base di questo transistore è regolata a riposo agendo sulla resistenza R per un massimo di sensibilità. Un valore di 100 kohm è conveniente per i transistori di tipo OC45, 2N135 oppure 2N136. Questo valore elevato fa che la quasi totalità della componente continua sia applicata alla base e fornisca quindi un controllo automatico di guadagno molto energico.

L'oscillatore è realizzato in due versioni, sia con due bobine, sia con una sola, e un trimmer addizionale nelle onde lunghe. Il circuito d'antenna è esso pure realizzato in due versioni su un tondino di ferrite di 20 cm o su una bobina con custodia magnetica chiusa con una presa per antenna. Quest'ultimo circuito è particolarmente interessante per la realizzazione del ricevitore per auto. È possibile utilizzando due circuiti d'ingresso commutabili realizzare dei ricevitori portatili con antenna su ferrite utilizzabili anche su auto, commutando il circuito d'ingresso. L'impiego di un commutatore a pulsanti è particolarmente favorevole ad una combinazione di questo genere.

(Raoul Biancheri)

I progressi nelle ricerche Anglo-Americane sulle Reazioni Termonucleari Controllate

1. - Il Comunicato dell'Ente Britannico per l'Energia Atomica

Diamo qui — nella traduzione italiana preparata dall'Ufficio Stampa e Informazioni dell'Ambasciata Britannica di Roma — il testo del comunicato che l'Ente Britannico per l'Energia Atomica (UKAEA) ha diramato il 24 gennaio a Londra, in merito di risultati ottenuti con l'impianto « ZETA » di Harwell riguardo al controllo della reazione di fusione, mentre contemporaneamente a Washington venivano diramate le dichiarazioni del Presidente della Commissione americana per l'Energia Atomica (AEC), Lewis L. Strauss.

* * *

« La ricerca ad Harwell con i più moderni impianti ha condotto gli scienziati britannici alla conclusione che il controllo delle reazioni termonucleari per la generazione di elettricità potrà ben essere una possibilità per il futuro, sebbene la sua pratica applicazione sia tuttora ancora assai lontana.

Il funzionamento degli attuali reattori elettroatomici si basa sulla fissione (o frantumazione) di atomi. La possibilità che viene ora studiata è l'imbrigliamento dell'energia che scaturisce dalla fusione (o unione) di atomi e che è la fonte del calore per le stelle.

I risultati ottenuti dall'impianto ZETA di Harwell fanno ritenere che « neutroni termonucleari » siano stati ottenuti, ma ulteriori esperimenti saranno necessari prima che ciò possa essere dimostrato in maniera conclusiva. Le temperature raggiunte in questo impianto sono arrivate a 5 milioni di gradi centigradi, superiori alle temperature superficiali misurate di qualsiasi stella.

Molti importanti problemi rimangono tuttora da essere risolti prima che la pratica applicazione della fusione possa essere seriamente presa in considerazione e si deve prevedere che i lavori rimarranno ancora per molti anni nella fase di ricerca. Se risulterà alla fine possibile costruire una centrale elettrica operante in base alla fusione del deuterio, gli oceani del mondo forniranno una virtualmente inesauribile fonte di combustibile.

Il 12 agosto 1957 al Centro di Ricerche Atomiche di Harwell venne posto in funzione un vasto impianto sperimentale per studiare la liberazione controllata di energia da reazioni termonucleari. Il 30 agosto questo impianto venne per la prima volta fatto funzionare in condizioni che produssero reazioni nucleari; furono osservate in queste reazioni neutroni emessi allorchè il gas deuterio venne riscaldato elettricamente fino a temperature oscillanti fra i 2 e i 5 milioni di gradi centigradi. Il gas riscaldato fu isolato dalle pareti per periodi di 2-5 millesimi di secondo. Il processo di riscaldamento fu ripetuto ogni 10 secondi. Le altre temperature realizzate, unitamente alla durata relativamente lunga per la quale il gas riscaldato è stato isolato dalle pareti del tubo, costituiscono i più importanti risultati sperimentali ottenuti finora. Mentre periodi molto più lunghi (forse di vari secondi) sono necessari per una utile produzione di energia, sembra non debba esservi alcuna ragione fondamentale per cui questi più lunghi periodi, unitamente a molto più elevate temperature, non possano essere realizzati.

La fonte dei neutroni osservati non è stata ancora definitivamente accertata. Vi sono buone ragioni per pensare che essi derivino da reazioni termonucleari, ma potrebbero anche derivare da altre reazioni, come la collisione di deutoni con le pareti del contenitore, o dal bombardamento di ioni stazionari da parte di deutoni accelerati da campi elettrici interni prodotti in qualche forma di scarica instabile. Nell'impianto ZETA il numero di neutroni prodotti da ciascun impulso di energia mentre la corrente veniva raddoppiata è stato, grosso modo, quello che ci si poteva aspettare da una reazione termo-nucleare alle temperature misurate. Queste temperature sono state definitivamente accertate.

NOTE

Come l'Ente Atomico ha dichiarato nei suoi due ultimi rapporti annuali, è da alcuni anni in corso la ricerca per indagare la possibilità di produrre energia in maniera controllata da reazioni termo-nucleari. Oltre due anni fa ebbe inizio la progettazione di un'ampia installazione per questo lavoro e nell'agosto 1957 l'impianto, che è denominato ZETA (per Zero-Energy Thermo-nuclear Assembly) cominciò a funzionare, con i risultati sopradescritti. La reazione che viene studiata nell'impianto ZETA è quella nella quale deutoni (nuclei del deuterio, isotopo pesante dell'idrogeno) vengono in collisione fra loro e si fondono per formare nuclei più pesanti liberando nel processo energia e alcuni neutroni. Perchè la fusione sia possibile i deutoni devono avere energia sufficiente a superare le iniziali forze elettriche di repulsione fra loro; ciò rende necessario riscaldare il gas deuterio fino a temperature di milioni di gradi centigradi. Il gas riscaldato deve essere tenuto lontano dalle pareti del contenitore, altrimenti la temperatura diminuisce.

Il principio adottato con l'impianto ZETA è di far passare una forte corrente elettrica attraverso il gas deuterio. Questa corrente da origine a una scarica elettrica nel gas (analoga alla scarica in un tubo al neon) che lo riscalda e produce anche un intenso campo magnetico intorno alla colonna di gas riscaldati.

Questo campo magnetico fa sì che la scarica venga compressa e quindi ancora più riscaldata. Poichè fa anche si che la scarica si contorca, questo campo di per se stesso non è sufficiente a mantenere la scarica lontana dalle pareti. Il contorcimento è stato soppresso applicando un'addizionale campo magnetico costante, parallelo all'asse del tubo.

In ZETA la camera per la scarica è un tubo a forma d'anello o « toro », di 1 metro di diametro interno e 3 metri di diametro medio, contenente gas deuterio a bassa pressione. Il tubo è collegato (cioè avvolto per parte della sua lunghezza) all'anima in ferro in un grande trasformatore di impulsi. Un impulso di corrente elettrica viene passato nell'avvolgimento primario del trasformatore da una batteria di condensatori capaci di immagazzinare 500.000 joule di energia.

Questo impulso, a sua volta, produce un larghissimo impulso monodirezionale di corrente nel gas, il quale forma un corto circuito secondario per il trasformatore. Massimi di corrent fino a 200 mila amperes sono stati fatti passare attraverso il gas ionizzato per periodi fino a 5 millesimi di secondo. L'impulso di corrente viene ripetuto ogni dieci secondi. L'emissione di neutroni durante tutto l'impulso di corrente è stata osservata regolarmente nell'ordinario funzionamento di ZETA con deuterio; vi sono fino a 3 milioni di neutroni emessi per impulso.

La temperatura delle scariche di gas può essere determinata dalle misurazioni sulla luce emessa dagli atomi di gas, ma misurazioni di tale tipo in questi esperimenti presentano dei problemi perchè, alla temperatura della scarica, gli atomi di deuterio sono surriscaldati completamente privati dei loro elettroni e per tanto non emettono uno spettro a righe. Un metodo per risolvere questo problema è di mescolare al deuterio un piccolo quantitativo di qualche gas più pesante, come l'ossigeno o l'azoto, i cui atomi in queste condizioni non vengono privati di tutti i loroielettroni, e studiare le righe spettraliiemesse da questa impurità; il movimento causale degli aromi ad alta energia dell'impurità, che effettuano molte collissioni con gli atomdi deuterio e raggiungono così la stessa energia, fa sì che le righe spettarali si allarghino, a causa dell'effetto Doppler, e l'ammontare dell'allargamento è una misura dell'energia ionica. Molte misurazioni effettuate con questo metodo hanno indicato temperature oscillanti fra i 2 e i 5 milioni di gradi centigradi. Mentre temperature di quest'ordine sono necessarie per spiegare l'osservato ritmo di produzione di neutroni sulla base di un processo termonucleare, campi elettrici nel gas derivanti da instabilità, possono anche accelerare gli ioni di deuterio e condurre a reazioni nucleari. Tale processo è stato descritto dall'Accademico Kurchatov nella sua conferenza ad Harwell nel 1956. Non è pertanto assolutamente certo che i neutroni osservati derivino da una reazione termonucleare.

Gli esperimenti vanno continuando per studiare i particolari dei processi produttori di neutroni. Allo scopo di ottenere un netto aumento in fatto di energia dalla reazione sarebbe necessario scaldare il gas deuterio fino a temperature dell'ordine di 100 milioni di gradi centigradi, e mantenerlo a questa temperatura abbastanza a lungo perchè l'energia nucleare liberata superi l'energia che è occorsa a riscaldare il combustibile e che è andata perduta per radiazione. Temperature più basse sarebbero sufficienti per un miscuglio deuterio-tritio. Le alte temperature realizzate con ZETA, e la relativamente lunga durata per la quale il gas riscaldato è stato isolato dalle pareti del tubo, costituiscono i più importanti risultati sperimentali fino ad ora conseguiti. Mentre un periodo molto più lungo (forse di vari secondi) è necessario per un'utile produzione di energia, sembra non vi sia alcuna ragione fondamentale per cui questi periodi più lunghi, unitamente a molto più elevate temperature, non possano essere realizzati. Vi sono tuttavia molti importanti problemi che devono ancora essere risolti prima che la pratica applicazione della fusione possa essere presa in considerazione e si deve prevedere che i lavori rimarranno ancora per molti anni nella fase di ricerca.

I lavori con ZETA sono stati svolti nella Divisione Fisica Generale di Harwell, che è sotto la direzione del Sig. D.W. Fry. Il gruppo responsabile dei lavori è stato guidato dal Dr. P.C. Thonemann, ed altri membri interessati a ZETA sono stati il Sig. R. Carruthers e il Sig R.S. Pease, col Sig. J.T.D. Mitchell della Divisione Meccanica, e Dr. W.B. Thompson della Divisione Fisica Teoretica (il Dr. Thompson è canadese).

L'interesse del Dr. Thonemann nelle reazioni termonucleari rimonta a quando, non ancora laureato, frequentava l'Università di Melbourne, Australia; egli è stato impegnato attivamente in ricerche sulla fisica delle scariche dei gas per oltre dieci anni, prima al Laboratorio Clarendon, Oxford, e dal 1951 ad Harwell. I principali appaltatori per la costruzione sono stati la Metropolitan-Vickers Electrical Co. Ltd. (che ha anche collaborato alla progettazione), la British Insulated Callenders Cables Ltd. e la Tàlcon Ltd.

Lavori di ricerca nel campo delle reazioni termonucleari controllate vengono anche svolti presso il Laboratorio di Ricerche della A.E.I. (Direttore, Dr. T.E. Allinobe) per conto dell'Ente Atomico e con la consulenza di Sir George Thompson. Lavoro sperimentale venne iniziato da Sir George Thompson nel 1947. Esso venne passato al Laboratorio A.E.I. nel 1951. I principali membri del personale impegnati in tale lavoro sono il Sig. D.R. Chick e il Dr. A.A. Ware.

Piena collaborazione nel campo delle ricerce sulle reazioni termo-nucleari controllate venne stabilita con la Commissione USA per l'Energia Atomica nell'ottobre 1956. *(u.s.)*

2. - Sommario delle Relazioni Scientifiche Americane Preparato dalla Sezione Controllo Termonucleare dell'AEC

Diamo qui il testo del sommario compilato dal dottor Arthur E. Ruark, capo della Divisione Ricerche, Sezione Controllo Termonucleare, della Commissione americana per l'Energia Atomica (AEC), in merito alle relazioni degli scienziati americani pubblicate il 24 gennaio in occasione degli annunci ufficiali sullo stato delle ricerche per il controllo della reazione di fusione svolte dall'AEC e dell'Ente Britannico per l'Energia Atomica (UKAEA):

« Siamo lieti di poterci congratulare con gli scienziati inglesi e di Los Alamos per gli interessanti ed importanti esperimenti che ora vengono resi noti. Ci soffermeremo relativamente poco sulle relazioni inglesi, dato che esse sono state brillantemente illustrate dal comunicato britannico alla stampa. Tutte le relazioni dei laboratori inglesi ed americani trattano delle scariche elettriche che trasportano correnti istantanee elevate.

Le relazioni americane

Le relazioni di Los Alamos illustrano una serie di progressi. La prima tratta di un metodo per determinare il prodotto tra la temperatura e il numero delle particelle in rapporto al volume unitario. Dato che vi sono mezzi per giungere a stabilire il numero di particelle per volume unitario, tali misurazioni si riducono a determinare l'effettiva temperatura del gas incandescente. Questo procedimento, che utilizza la misurazione del campo magnetico nel gas, è ampiamente illustrato da L. C. Burkhardt, R. H. Lovberg e J. A. Phillips.

La seconda relazione, di D.C. Hagerman e J. W. Mather, illustra la produzione dei neutroni in un tubo lineare a strozzatura. L'apparecchio, denominato « Columbus II », cominciò a dare risultati significativi nell'estate scorsa. Il « Columbus II » venne ideato per immettere energia elettrica entro il tubo a strozzatura nel più breve tempo possibile. Il tubo è alimentato da 25 condensatori speciali. Tutti questi condensatori, collegati in parallelo, immettono la corrente nel tubo quando si verifica un impulso per l'interruzione di un opportuno spinterometro. A seconda delle condizioni, il tubo può giungere a produrre da 10 a 100 milioni di neutroni per impulso e questi sono emessi in un tempo di circa un milionesimo di secondo, o anche inferiore. In realtà due correnti, una piccola ed una grande, vengono applicate in successione. Si è riscontrato che il numero dei neutroni si riduce alquanto in seguito all'applicazione di un debole campo magnetico longitudinale, ma questo, secondo la teoria, era da prevedersi.

Sono stati intrapresi complessi esperimenti intesi a determinare se la maggior parte dei neutroni siano prodotti dalle reazioni termonucleari oppure emessi in prossimità degli elettrodi o delle pareti, oppure dalle instabilità del gas. La produzione dei neutroni aumentò di due volte quando la tensione fu innalzata da 40 a 50 kV. Mediante la cattura dei neutroni su laste fotografiche molto sensibili collocate intorno al tubo di scarico è stato possibile studiare la questione, se la loro energia corrisponda ad un caso in cui i deutoni si muovono in ogni direzione o ad un caso in cui essi si muovono a grande velocità verso il catodo. In realtà questa non è una situazione definibile con esattezza. Ci si dovrebbe aspettare entrambi i gruppi. Si è riscontrata la presenza di un gruppo di deutoni che si spostavano verso il catodo con una velocità di 70 milioni di centimetri al secondo. Ciononostante, i risultati sono stati incoraggianti, dato che i neutroni sono emessi dal gas ed essi provengono in maniera praticamente uniforme da tutte le parti del tubo, ad eccezione di una zona di 5 cm. in prossimità dell'elettrodo positivo, dove la produzione è bassa, come doveva essere.

La terza relazione, di L. C. Burkhardt e R. H. Lovberg, tratta di un tubo lineare a strozzatura, denominato « Columbus S-4 ». Esso è stato costruito per studiare gli effetti di un tubo di diametro e lunghezza maggiori. Il tubo consiste in un cilindro di porcellana del diametro di 12 centimetri e mezzo e della lunghezza di 60,9 cm. Esso ha dimostrato che vi possono essere correnti in circolazione nel tubo in taluni momenti durante il processo di strozzatura. Vi sono indicazioni secondo cui sarebbero state prodotte energie di particelle dell'ordine di 300 elettronivolt (o temperature di circa 3 milioni di gradi), nonostante il fatto che il tubo funzionasse a tensioni inferiori a 20 kV. Quando il tubo fu posto in funzione con pressioni di soli 40 micron di mercurio (circa 50 milionesimi di atmosfera), la pressione divenne di 12 atmosfere allorquando il diametro della colonna di corrente si ridusse al minimo. Questo si verifica circa 6 microsecondi dopo che la corrente ha inizio.

Forse la più significativa osservazione effettuata con lo « S-4 » è che il campo prodotto dalla corrente a strozzatura è altamente riproducibile u parecchi semi-periodi della tensione applicata.

La quarta relazione è di J. Honsaker, H. Karr, J. Osher, J. Phillips e J. L. Tuck. Essa descrive la produzione di neutroni da una strozzatura stabilizzata in un piccolo tubo a forma anulare denominato « Perhapsatron S-3 ». Questo tubo che è entrato in funzione nel dicembre 1957, produce, in determinate condizioni, sino ad 1 milione di neutroni per scarica. La principale emissione di neutroni si verifica in un tempo di circa 2 microsecondi. Emissioni minori continuano ad aver luogo per parecchi altri microsecondi. Si afferma che i risultati vengono ottenuti con una temperatura effettiva di circa 6 milioni di gradi. Si hanno prove soddisfacenti che la strozzatura è ben centrata allorquando la corrente applicata è elevata. Essa ondula leggermente, ma il movimento ha un'ampiezza di soli due millimetri. Queste osservazioni lasciano pensare che la scarica sia ben stabilizzata, di qui il il loro grande interesse.

I risultati circa i « falsi neutroni » ottenuti a Berkeley e a Livermore sono esaminati dal gruppo del Laboratorio Radiazioni dell'Università della California (UCRL), in una lettera al direttore della « Physical Review », di cui ora viene reso noto il testo. Dopo aver descritto molti interessanti esperimenti, questi autori giungono alla conclusione seguente: « Una produzione termonucleare non può essere dimostrata da un gran numero di corrispondenti misurazioni, ma piuttosto deve concordare anche con una comprensione fondamentale e con le misurazioni della fisica dei plasma ».

Riteniamo che ciò non dovrebbe essere interpretatato come elemento che possa far dubitare dell'importanza dei risultati che attualmente vengono resi noti da Los Alamos.

La conclusione dell'UCRL richiama giustamente l'attenzione sulla necessità di studiare il plasma mediante una varietà di metodi. Il compito non è facile e richiede tempo. Ciò si renderà necessario in un caso dopo un altro, mano a mano che la tecnica andrà perfezionandosi.

I risultati conseguiti dai britannici con lo « ZETA » sono stati analizzati da L. Spitzer Jr., docente di astronomia all'Università di Princeton e direttore del Progetto « Matterhorn ». La sua analisi dimostra che i deutroni nello ZETA debbono essere accelerati alle alte temperature riscontrate da qualche fenomeno sconosciuto. Quando nel gas di deuterio si produce una forte scarica, gli atomi di deuterio si scindono nei loro elementi componenti: elettroni e deutoni. Le tensioni elettriche applicate al gas nello ZETA dovrebbero accelerare principalmente gli elettroni. Secondo le previsioni teoriche, gli elettroni accelerati comunicano quindi la loro energia ai deutoni in collisioni elastiche come tra palle da biliardo. L'analisi dello Spitzer dimostra che la velocità con cui i deutoni possono essere accelerati da queste collisioni è troppo bassa per spiegare la velocità riscontrata con sino cui i deutoni nello ZETA sono accelerati sino ad energie corrispondenti a parecchi milioni di gradi. Pertanto qualche fenomeno sconosciuto deve aver luogo nello ZETA.

Una conclusione analoga, basata sui risultati sperimentali ottenuti col « Matterhorn » nel 1956, è stata raggiunta da T. Stix, che ha ideato i metodi per raffrontare la teoria all'osservazione. Una temperatura di 1.200.000 gradi fu ottenuta in una scarica nell'elio, entro un tubo ellittico di 10 cm. di diametro e 228 di lunghezza sull'asse mediano. Le collisioni elastiche tra gli elettroni ed i nuclei degli atomi di elio risultano decisamente insufficienti a spiegare il ritmo di riscaldamento osservato. Questo fenomeno sconosciuto potrebbe essere collegato ad alcuni dei complicati fenomeni che si riscontrano nelle scariche ordinarie nei gas. Lo stabilire come questo fenomeno si comporti in condizioni diverse potrà risultare di grande importanza nella progettazione di un reattore termonucleare controllato.

Sommario

1) Tubi lineari e anulari che assicurano scariche a strozzatura ben stabilizzata sono disponibili presso il Laborato Scientifico di Los Alamos.

2) Questi tubi producono un numero sostanziale di neutroni nel breve tempo di pochi microsecondi. La grande maggioranza dei neutroni proviene dai gas jonizzati incandescenti.

3) Le caratteristiche e gli intervalli dei segnali nei rivelatori di neutroni, nonchè altre misurazioni di carattere fisico, suffragano l'o- l'opinione che la frazione dei neutroni che si sviluppano per effetto di tensioni non volute a causa dell'instabilità nel gas o di urti contro le pareti e con gli elettrodi, sia relativamente piccola.

4) Pur essendoci alcune difficoltà per quanto riguarda la definizione dei dati delle temperature per qualsiasi gas che trasporti correnti sostanziali, le temperature calcolate mediante i metodi adoperati comunemente sono di parecchi milioni di gradi.

Più specificamente, la situazione negli ultimi mesi è stata all'incirca la seguente:

	Neutroni per impulso (in milioni)	Temperat. convenz. (in milioni di °C)
« Columbus II », lineare	10-100	5
«S-4», lineare, più grande	0,01	3
«S-3», anulare	1	6

5) A titolo di orientamento, la temperatura al centro del sole è calcolata generalmente in 20-30 milioni di gradi. A questa temperatura un gas composto in parti eguali di deuterio e di trizio produrrebbe un quantitativo di energia nucleare appena sufficiente a colmare le perdite per effetto di radiazioni. Ma questi esperimenti sono stati compiuti con il solo deuterio. In questo caso la temperatura richiesta sarebbe all'incirca di 400 milioni di gradi. (La cifra di gradi fornita comunemente è soltanto un dato approssimativo usato per facilità di discussione)

6) È chiaro che con apparati più potenti e alquanto più grandi, i suddetti risultati possono essere e saranno superati. Per tale motivo abbiamo affermato che il lavoro deve essere giudicato sulla base delle promesse che offre e non dei risultati oggi comunicati.

Documentazione scientifica

Le forze magnetiche che circondano una corrente elettrica

Vorremmo spiegare come una corrente può formare la sua « bottiglia magnetica », permettendo al gas contenuto nel tubo di raggiungere temperature molto elevate.

Molti lettori ricorderanno che una corrente elettrica è circondata da un campo magnetico. Le linee di forza di questo campo indicano la direzione verso la quale il polo magnetico d una bussola si volgerebbe se fosse avvicinato alla corrente. Queste linee di forza sono dei circoli il cui centro è sul filo che porta la corrente.

Il fatto che la corrente sia portata da un filo, o da un gas, come avviene per la luce al neon non implica differenze. La corrente viene trasportata da due tipi di carica elettrica. Vengono dapprima gli elettroni negativi che si dirigono dal polo negativo verso quello positivo. Questi elettroni si distaccano da alcuni degli atomi per effetto dell'applicazione di una tensione elevata. Le parti degli atomi che rimangono sono caricate positivamente e sono conosciute come joni. Questi si dirigono in direzione opposta, e cioè dal polo positivo a quello negativo.

L'effetto della strozzatura

Quando la corrente è molto intensa il comportamento è del tutto differente, in quanto essa produce elevate forze magnetiche che dominano la situazione.

È una legge fondamentale nel campo dell'elettricità che quando una particella carica passa rapidamente attraverso le linee di forza magnetica, si determina in essa una spinta che non segue però la direzione delle linee di forza magnetica. Questa spinta è anzi normale a dette linee ed alla direzione della particella stessa (il campo magnetico « spinge di spalla » sulla particella come un giocatore di foot-ball che cerca di buttare il suo avversario fuori dei limiti del campo).

Nel nostro caso le particelle cariche risentono contemporaneamente dell'azione combinata della tensione applicata e della forza magnetica. Ciò rende la situazione alquanto più complessa. Non tenteremo di dare una spiegazione completa delle tracce seguite dalla particella. Il risultato, comunque, è che sia gli elettroni che gli joni vengono spinti verso il punto centrale della corrente. La scarica quindi si restringe automaticamente assumendo un diametro minore e questo è il cosiddetto effetto della strozzatura. Il gas nel canale di corrente viene quindi compresso ed aumenta di calore.

L'effetto della strozzatura fu previsto in teoria fin dal 1934 dal Dr. Willard Bennett, attualmente presso il Laboratorio Ricerche Navali. A quanto ci consta, la prima chiara dimostrazione sperimentale dell'effetto fu fornita nel 1951 dal Dr. A.A. Ware, attualmente presso i Laboratori delle Industrie Elettriche Associate. Fotografie della carica con strozzatura sono state pubblicate dal gruppo di Los Alamos nel « Journal of Applied Physics », n. 28, pagina 519, del maggio 1957.

Studi sulle scariche a strozzatura nell'idrogeno pesante (deuterio) sono oggi in atto in un certo numero di paesi. Questi sforzi si basano sul presupposto che il gas possa essere portato a temperatura sufficientemente elevata e imprigionato dal suo stesso campo magnetico per un periodo di tempo sufficiente a sprigionare l'energia di fusione. Quando il gas è abbastanza denso e a temperatura molto elevata, i suoi nuclei — i deutoni — entrano in collisione violentemente e ripetutamente.

A tale proposito va rilevata l'importanza del « ripetutamente ». Negli ultimi 25 anni si è riuscita a far fondere i deutroni e ciò viene effettuato a mezzo di uno speciale acceleratore. Un flusso di deutoni viene lanciato contro un bersaglio che contiene deuterio. Ogni deutone impiegato nel bombardamento, prima di arrestarsi sul bersaglio incontra un certo numero di altri deutoni ma solo una piccola parte delle collisioni ottiene un risultato. Quindi la massima parte dei deutoni adoperati nel bombardamento viene perduta senza provocare trasmutazioni.

Scopo delle attuali ricerche è migliorare la situazione. Nel gas a temperatura elevata di un tubo a strozzatura tutti i deutoni sono in movimento. Se uno di essi viene rallentato nel suo movimento, passa parte della sua energia ad un altro che a sua volta la passa ad un altro ancora e così via. Ciò dimostra, in linea di massima, quale importanza essenziale abbiano il portare il gas ad un'elevata temperatura e discreta densità e il tenerlo imprigionato il più a lungo possibile.

Differenza tra le reazioni di fusione el e reazioni termonucleari

A questo punto è necessario spiegare le reazioni nucleari che si verificano quando due deutoni reagiscono. Nella metà circa delle collisioni, il materiale nucleare si trasforma producendo un protone ed un tritone che si separano con notevole velocità. Nell'altra metà delle reazioni si produce un neutrone ed un nucleo di elio-3. In entrambi i casi, si sviluppa energia nucleare in notevole quantità.

I neutroni si dirigono liberamente verso le pa- pareti del tubo e possono essere studiati dall'esterno a mezzo di numerosi strumenti di indagine. Se due joni entrano in urto e fondono, noi diciamo che è avvenuta una reazione termonucleare. (I due termini sono stati adoperati indifferentemente nel linguaggio non scientifico ed è deplorevole che ciò sia avvenuto).

Anche in un gas a temperatura molto elevata (plasma) una collisione tra due joni che produca fusione è rara. Nella vasta maggioranza di queste collisioni si ha come risultato uno scambio di energia tra i due joni pari all'urto tra due palle di biliardo. Perchè uno jone a temperatura elevata rimanga tale fino a quando produce una collisione che a sua volta produce fusione, esso deve urtare con altre particelle suriscaldate e non con particelle raffreddate. In caso contrario, esso si raffredderà rapidamente. Pertanto se si riuscirà a rendere uniforme la temperatura elevata di un gas si aumenterà notevolmente la possibilità che le reazioni che producono fsione avvengano in proporzione di un dato ammontare d'energia immesso nel gas. Questa condizione di joni a temperatura elevata ed uniforme è quanto mai auspicabile, perchè ciò significherebbe che si può scegliere la quantità massima di energia di fusione da ottenere o da immettere. Il rapporto tra la produzione e l'applicazione di energia determina sopratutto il margine utile di una reazione. E qui sta l'importanza di provare la condizione di uniformità nei limiti più precisi possibili.

L'osservazione dei neutroni effettuata durante i nostri esperimenti è una delle dimostrazioni che il gas non ha una temperatura sufficiente per produrre reazioni termonucleari. Da tali osservazioni non ci si può però attendere di dimostrare che il gas è a temperatura uniforme e quindi che sono state raggiunte le premesse più favorevoli per produrre energia attraverso la fusione.

Instabilità della strozzatura

Negli Stati Uniti ricerche sperimentali sull'effetto della strozzatura sono in atto da alcuni anni a Los Alamos e presso il Laboratorio Radiazioni dell'Università della California. I primi tentativi misero in luce alcuni inconvenienti. La scarica tendeva a dirigersi verso le pareti, liberandone le impurità e raffreddando il gas surriscaldato. Accorgimenti per impedire questo fenomeno si dimostrarono inefficienti. In quel periodo il comportamento del gas non era ancora sufficientemente conosciuto.

Fu dimostrato successivamente, attraverso calcoli, che tale comportamento era prevedibile. La dimostrazione fu fornita da Kruskal e Schwarzchild di Princeton e da Bostick, Combes e Levine dell'Università Tufts. Questi scienziati dimostrarono che quando la strozzatura si discosta leggermente dalla posizione centrale, la distorsione del campo magnetico dovuta alla corrente fa entrare in giuoco forze estranee. Tali forze aumentano ulteriormente la distorsione del canale di corrente. Richiamiamo l'attenzione su alcuni diagrammi e spiegazioni di questo fenomeno, dati da Richard Post nello « Scientific American », n. 197, pag. 73, del dicembre 1957.

Come fu ovviato all'inconveniente

Esigere che la corrente strozzata resti al centro del tubo è come chiedere ad un boa di non stringere le sue spire. Eppure, si riuscì a trovare il sistema. Negli Stati Uniti la soluzione fu trovata da Levine, Combes, Fitzsimmons e Zimmerman (vedi: « Bulletin of the American Physical Society », serie II, n. 3, pag. 39). Calcoli furono eseguiti anche da M. Rosenbluth a Los Alamos, e in Inghilterra un lavoro analogo fu compiuto da R. J. Taylor di Harwell. Non si conosce perfettamente a che punto siano giunte le cognizioni in proposito in altri paesi. La strozzatura in un tubo diritto può essere stabilizzata con due sistemi.

Il primo consiste nell'applicare lungo il tubo un campo magnetico, prima che venga inserita la tensione. Il gas nel restringersi, trascina con se il campo magnetico. La presenza di detto campo nel gas surriscaldato fornisce ad esso una specie di sostegno. Il campo applicato lungo il tubo (mediante un apposito avvolgimento) deve essere però accuratamente determinato per ottenere buoni risultati.

Il secondo sistema consiste nel contenere la scarica tra pareti ad elevata conduttività. Vi sono due modi per raggiungere tale scopo. Nel primo viene usato come parete conduttrice un tubo metallico che deve essere provvisto di intervalli isolanti onde impedire corti circuiti nella tensione applicata. Nel secondo, la parete conduttrice viene posta al di fuori della parete isolante (generalmente in quarzo).

L'azione delle parete conduttrice si svolge nel seguente modo: quando si scosta leggermente dalla posizione centrale, la strozzatura della scarica produce per induzione delle correnti nelle pareti. In base ad una legge elettrica ben nota queste correnti hanno una direzione che fa sì che le loro forze magnetiche respingano la scarica verso il centro.

Falsi neutroni

È ora il momento di spiegare che quando la strozzatura non è stabilizzata vi sono almeno due modi in cui i neutroni possono essere riprodotti, senza crearli attraverso ripetute collisioni termiche nel gas. In primo luogo, i deutoni che colpiscono le pareti possono reagire con altri che sono assorbiti dalle superfici stesse o immersi nel materiale di cui queste sono formate. In secondo luogo se il plasma (il gas jonizzato) si scompone in un certo numero di correnti irregolari, tensioni elevate possono insorgere tra i vari canali e in altro modo. I deutoni possono essere accelerati da queste tensioni interne e quando colpiscono i loro vicini possono reagire nello stesso modo in cui reagirebbero se fossero stati accelerati in un acceleratore ordinario. Questi due metodi di produzione di neutroni non sono però ritenuti consigliabili, poichè il numero delle collisioni effettive con gli altri neutroni vicini è relativamente esiguo.

Si verifica inoltre una circostanza che complica le cose. È ben noto che la probabilità di una vera e propria collisione nucleare aumenta molto rapidamente con l'aumentare dell'energia della particella bombardante. Esamianiamo, ad esempio, una reazione termonucleare nel deuterio. Se si fa salire la temperatura da 5 milioni a 10 milioni di gradi centigradi, la produzione di energia originata dalle collisioni nucleari, aumenta di molto e cioè di circa 16 volte. Nelle condizioni attuali, le particelle più rapide costituiscono il mezzo migliore per la produzione di neutroni. Ciò significa che i due non consigliabili processi summenzionati possono produrre neutroni in numero sufficiente per nascondere quelli provenienti da vere e proprie reazioni termonucleari.

Naturalmente, la definizione « falsi neutroni » appartiene al linguaggio di laboratorio. Tutti i neutroni sono infatti eguali. Un neutrone prodotto attraverso uno dei processi definiti non consigliabili porta con se la stessa quantità di energia di un neutrone prodotto da una parte del gas che si trova in condizioni più favorevoli e che sta assolvendo il suo compito consistente nel produrre energia termonucleare. Quello che si chiede al gas è l'energia. L'energia sprigionata è divisa tra le particelle dotate di carica ed i neutroni prodotti mediante la trasmutazione. I neutroni costituiscono un mezzò conveniente per studiare la scarica e migliorarne le proprietà. I falsi neutroni sono stati riscontrati da ricercatori in numerosi paesi. Kurcharov ne discusse ad Harwell nel 1956. Nel 1955 essi furono studiati sia a Los Alamos che presso il Laboratorio Radiazioni dell'Università della California (UCRL). I risultati ottenuti dall'UCRL verranno descritti più oltre.

Cenni sulla temperatura

Non è del tutto esatto usare la parola temperatura per descrivere la condizione del plasma termonucleare artificiale. In origine essa fu adoperata come misura dell'energia delle molecole, nei casi in cui un corpo è racchiuso in condizioni di equilibrio in un involucro, in modo che le varie parti si trovino in condizioni analoghe per quanto riguarda le loro proprietà. Questo sarebbe, molto approssimativamente, il caso di un piccolo nucleo di gas vicino al centro del sole. Ma in una scarica ristretta, vi sono necessariamente delle correnti e la scarica sprigiona raggi X in notevole quantità. In condizioni del genere, si può calcolare un numero di differenti valori per quella che possiamo chiamare la temperatura effettiva o temperatura nominale. Ad esempio, dalla produzione di neutroni otteniamo un valore che possiamo definire la «temperatura giudicata in base ai neutroni». Si tratta semplicemente del valore di quella che dovrebbe essere la temperatura in un plasma in condizioni di equilibrio, per dare il numero dei neutroni osservati. Parimenti, può esservi una temperatura calcolata in base alla produzione di raggi X, e così via. Le varie temperature non corrisponderanno. In mano a persone non pratiche esse possono creare confusione ma in mano di esperti possono essere utilizzate in piena fiducia.

Il problema nelle ricerche sulla strozzatura

Il problema consiste nel trattare abilmente il gas in modo che esso sia il più «incandescente» possibile e al tempo stesso resti imprigionato il più a lungo possibile ogni volta che una notevole scarica di corrente viene fatta passare attraverso il tubo. Gli apparati a strozzatura ingannano per la loro semplicità di struttura e di aspetto, ma il loro funzionamento è complicato. Molto duro lavoro dovrà essere svolto per migliorare, grado per grado, la tecnologia. L'importanza delle relazioni tecniche di cui viene dato un riassunto, consiste più nelle speranze che esse sollevano che nello stato attuale di progresso. Il gruppo di Los Alamos, in particolare, sta attualmente ottenendo strozzature che si mantengono per un periodo di tempo sufficientemente lungo. I neutroni, vengono emessi in notevole quantità e nel momento in cui si presume che il plasma sia ben stabilizzato.

I procedimenti seguiti negli Stati Uniti e in Gran Bretagna si basano sugli stessi principi ma le attrezzature impiegate sono assai differenti in quanto rispondono ai differenti concetti sul modo più conveniente per condurre le ricerche. Gli sperimentatori hanno oggi delle basi su cui costruire, elementi che meritano di essere studiati.

3. - "Sole Artificiale in Bottiglia" nei Reattori Termonucleari di Domani

Con l'annuncio anglo-americano del 24 gennaio relativo ai progressi raggiunti nelle ricerche sul controllo della reazione di fusione o termonucleare in corso nei due paesi, il pubblico è venuto bruscamente a contatto con un nuovo settore scientifico, la cui terminologia complessa è molto spesso incomprensibile ai più.

Dei due fenomeni sfruttabili dal punto di vista energetico, cioè la fissione dei nuclei pesanti (o reazione termonucleare) e la fusione dei nuclei leggeri (o reazione termonucleare), il primo è l'unico che sinora sia stato utilizzato per la produzione di radioisotopi, di energia elettrica e di forza motrice, dal giorno in cui, il 2 dicembre» 1942, un gruppo di scienziati guidato da Enrico Fermi riuscì ad ottenere con la prima pila-atomica di Chicago una reazione nucleare controllata. Il secondo fenmeno, che da tempo immemorabile ha luogo spontaneamente nel sole e negli astri per particolari condizioni ambientali, potrà essere sfruttato tra alcuni anni soltanto nella migliore delle ipotesi, dopo il raggiungimento di alcune premesse fondamentali. I due processi energetici si determinano in condizioni del tutto diverse, per quanto il risultato sia sostanzialmente identico cioè la liberazione di energia per effetto della perdita di massa. Inoltre, nel primo caso si è giunti in un primo tempo alla reazione controllata (esperimento di Fermi del 2 dicembre 1942) e successivamente alla reazione a catena incontrollata (prima bomba nucleare di Alamogordo, 16 luglio 1945), nel caso della reazione termonucleare il processo evolutivo si sta svolgendo nella maniera opposta. Come è noto, la prima bomba termonucleare od H venne fatta esplodere nel novembre del 1952 ad Eniwetok, ed i primi incoraggianti progressi di laboratorio per il controllo della reazione di fusione sono stati raggiunti dagli scienziati anglo-americani soltanto negli ultimi mesi. Peraltro, i risultati attuali delle ricerche termonucleari di pace non possono ritenersi definitivi ai fini dello sfruttamento pratico dal procedimento sino a quando dai 5-6 milioni di gradi raggiunti nei laboratori di Los Alamos e di Harwell non si sarà pervenuti ai 100 milioni di gradi necessari per lo sviluppo di energia utile.

Nel processo di fissione, definito più comunemente nucleare, i nuclei di alcuni atomi pesanti, come quelli dell'uranio 235 o del plutonio 239, si scindono, per effetto della cattura di un neutrone, in due frammenti più piccoli e in un certo numero di neutroni. Questi neutroni sono successivamente utilizzati per provocare la scissione (o, più esattamente, la fissione) di altri nuclei pesanti in maniera continua, dando luogo alla cosiddetta reazione a catena. In ciascun processo di fissione, la massa totale dei nuclei prodotti dalla fissione è inferiore a quella del nucleo originale e, per la legge di equivalenza tra massa ed energia formulata da Einstein, tale perdita di massa si traduce nella produzione di energia, liberata sotto forma di energia cinetica, allorquando i frammenti della fissione si separano. L'aumento di temperatura che si determina nell'urto di queste particelle contro i materiali circostanti può essere utilizzato per la produzione di energia termica e, quindi, attraverso una serie di trasformazioni perfettamente note, di energia meccanica o elettrica.

Il meccanismo della reazione termonucleare o di fusione è per molti versi esattamente l'opposto di quello precedente. Infatti, i nuclei di due atomi leggeri, quali gli isotopi dell'idrogeno, fondono dando luogo ad un solo nucleo, oltre ad un protone o ad un neutrone. Analogamente al processo di fissione, quello di fusione, per la differenza di massa tra i due nuclei iniziali e quello risultante, si traduce in sviluppo di energia.

Converrà peraltro rilevare a tal punto che mentre il primo processo è agevolato dalle caratteristiche dei fattori che lo determinano, il secondo ne risulta seriamente ostacolato a meno che non si creino condizioni ambiente particolarmente difficoltose. Infatti, nella fissione dei nuclei pesanti, la cattura di un neutrone (particella priva di carica elettrica) avviene senza difficoltà. Nella fusione dei nuclei leggeri, invece, i due nuclei (entrambi dotati di carica positiva) che dovrebbero venire a contatto per dar luogo al processo si respingono violentemente col diminuire della loro distanza per il fatto di disporre di cariche di segno uguale. Per ovviare a questo inconveniente occorre lanciare un nucleo contro l'altro ad altissima velocità. In pratica, con la creazione di un ambiente a temperature dell'ordine di centinaia di milioni di gradi, si provoca l'aumento dell'energia cinetica di tutti gli atomi degli elementi leggeri che partecipano alla reazione di fusione, e quindi la fusione spontanea.

Per quanto la reazione di fusione sia una delle più promettenti ai fini del progresso civile, l'energia liberata è notevolmente inferiore a quella della reazione di fissione: 3,25 milioni di elettroni-volt contro 200 milioni nel secondo caso. Tuttavia, se si calcola l'energia sviluppata in rapporto all'unità di peso (ad esempio, per grammo di materiale) nei due casi, si potrà rilevare che l'energia prodotta nella reazione di fusione è leggermente superiore a quella della fissione. Ma l'interesse per il processo termonucleare è originato non tanto da questa leggera superiorità di rendimento energetico, quanto dal fatto che la materia prima della reazione è rappresentata dal deuterio o idrogeno pesante, che esiste con un rapporto di uno a sei mila in quello ordinario (o leggero) e può essere ricavato dall'enorme massa degli oceani in quantità pressocchè illimitate.

Negli Stati Uniti, le ricerche sulla reazione termonucleare controllata si svolgono principalmente presso il Centro Forrestal dell'Università di Princeton, il Laboratorio Scientifico di Los Alamos, il Laboratorio Radiazioni dell'Università della California (UCRL) a Livermore, nonchè al Laboratorio Nazionale Oak Ridge, all'Università di New York ed in diverse università e laboratori industriali, nell'ambito del cosiddetto Programma Sherwood, sotto la supervisione della Commissione americana per l'Energia Atomica (AEC). I risultati delle ricerche in corso negli Stati Uniti e in Gran Bretagna vengono periodicamente esaminati nel corso di riunioni al livello scientifico che si tengono alternativamente nei due paesi.

Innumerevoli difficoltà si sono presentate agli scienziati che si sono dedicati alle ricerche in tale settore. La prima difficoltà, risolta sinora soltanto in parte, è quella della produzione delle altissime temperature necessarie per imprimere alle particelle un'energia sufficiente a provocare le reazioni di fusione. La seconda consiste nel contrarre il gas deuterio in maniera da aumentare la probabilità delle collisioni tra i nuclei di deuterio (o deutoni), e quindi da garantire la continuità delle fusioni.

Soltanto elementi estremamente leggeri (ossia quelli a basso numero atomico), possono essere considerati come probabili combustibili termonucleari, in parte per il fatto che la forza di repulsione aumenta col crescere del numero atomico dei nuclei che debbono venire a contatto. Tra i combustibili più adatti vanno annoverati il deuterio ed il trizio, entrambi isotopi dell'idrogeno.

In linea di massima, si potrebbero adoperare come combustibili termonucleari anche elementi con numeri atomici più elevati degli isotopi dell'idrogeno, ma il loro uso comporterebbe il ricorso a temperature ancora più elevate di quelle già sbalorditive occorrenti per lo sviluppo di reazioni di fusione del deuterio.

Alle temperature estremamente elevate della reazione termonucleare, l'unica sostanza che può resistere è rappresentata da gas interamente jonizzati. Gli atomi di questi gas si scompongono in nuclei (o joni) a carica positiva e in elettroni a carica negativa. Questo gas jonizzato viene definito plasma. Esso irradia energia ad una velocità molto rilevante. Nessun plasma isolato può rimanere all'alta temperatura occorrente per una reazione a catena termonucleare se emette energia più rapidamente di quanto non ne produca. Nelle condizioni che presentano un interesse pratico, quando la temperatura viene aumentata, la velocità della reazione nucleare aumenta più rapidamente di quella della radiazione. Di conseguenza, vi è una temperatura minima al disotto della quale la reazione non è in grado di mantenersi in piedi mediante la produzione di una energia interna superiore a quella che irradia. Questa cosiddetta temperatura di accensione va considerata indipendentemente dalla densità del plasma. Per la reazione nel deuterio questa temperatura è di circa 400 milioni di gradi, mentre per quella in deuterio-trizio è sensibilmente inferiore.

La maggiore difficoltà di ordine pratico risolta nei laboratori anglo-americani è stata quella relativa al recipiente in grado di resistere alle temperature enormi per l'esperimento. Considerando come modello ideale la reazione termonucleare nel sole, non si dispone sulla terra di forze di gravitazione abbastanza elevata da impedire al plasma di sfuggire da una zona prestabilita. Dato che nessun materiale può essere in grado di resistere, anche per brevi periodi di tempo, a temperature superiori ai 7-10 mila gradi centigradi, è stata ideata una bottiglia magnetica, il cui intenso campo magnetico impedisce al plasma di venire a contatto con le sue pareti e quindi di vaporizzarle all'istante.

Secondo il comunicato diramato il 24 gennaio dall'Ente britannico per l'Energia Atomica (UKAEA), il 30 agosto 1957 venne posto in funzione al Centro di Ricerche di Harwell l'impianto sperimentale Zeta (Zero Energy Thermonuclear Assembly) in condizioni che consentirono la produzione di reazioni nucleari, con sviluppo di 3 milioni di neutroni per ogni immissione di corrente dell'ordine di 200.000 ampere e della durata di 5 millesimi di secondo. L'applicazione di correnti elevate nel gas deuterio contenuto in un tubo anulare avvolto da un potente magnete ha permesso di raggiungere temperature dell'ordine di 2-5 milioni di gradi centigradi.

Nonostante i risultati raggiunti, il comunicato esprime le stesse riserve contenute nel rapporto americano redatto dal capo del progetto Sherwood dell'AEC, dott. Arthur E. Ruark.

La fonte dei neutroni osservati — rileva il comunicato dell'UKAEA — non è stata ancora definitivamente accertata. Vi sono buone ragioni per pensare che esse derivino da reazioni termonucleari, ma potrebbero anche derivare da altre reazioni, come la collisione di deutoni, ossia i nuclei degli atomi di deuterio, con le pareti del contenitore, o dal bombardamento di joni stazionari da parte di deutoni accelerati da campi elettrici interni prodotti in qualche forma di scarica instabile.

Negli esperimenti condotti negli Stati Uniti sono stati raggiunti risultati altrettanto eloquenti e sconcertanti nello stesso tempo.

Nell'estate del 1957, un apparecchio del genere dello Zeta britannico, denominato «Columbus II», produsse da 10 a 100 milioni di neutroni per impulso di corrente in un tempo di circa 1 microsecondo e alla temperatura di circa 5 milioni di gradi centigradi. L'apparecchio è dotato di un tubo lineare che sfrutta il cosiddetto «effetto di strozzatura» ossia della contrazione del gas deuterio a temperatura elevata in un determinato punto..

Un secondo apparecchio americano, il «Columbus S-4», costruito per studiare gli effetti di un tubo di diametro e lunghezze maggiori, sviluppò temperature sino a 3 milioni di gradi centigradi e, produsse neutroni in ragione di 10.000 per ciascun impulso di corrente del deuterio.

Un terzo apparecchio, il «Perbapsatron S-3» a tubo anulare, entrò in funzione a Los Alamos nel dicembre 1957, producendo, ad una temperatura di 6 milioni di gradi, sino ad 1 milione di neutroni per ciascuna scarica nel deuterio.

Peraltro, gli scienziati americani sono concordi nell'affermare che qualche fenomeno sconosciuto debba aver luogo nello «Zeta», come anche negli altri apparati americani, e che pertanto occorra del tempo per procedere alle misurazioni che consentono di chiarire i diversi aspetti poco noti del problema e di analizzare compiutamente i risultati acquisiti nello stadio iniziale delle ricerche.

Nel frattempo, sia in Gran Bretagna, sia negli Stati Uniti si provvederà alla costruzione di apparati più grandi per ampliare i risultati raggiunti. Per quanto riguarda gli Stati Uniti, l'AEC ha affidato alla Allis Chalmers Manufacturing Company e alla Radio Corporation of America la progettazione e la costruzione dello Stellarator C, un apparato che si prevede potrà entrare in funzione presso il Centro Forrestal dell'Università di Princeton entro il 1960 e che dovrebbe consentire la produzione di temperature di 20-30 milioni di gradi centigradi.

Si può essere certi che questo apparato potrà dissipare non pochi dubbi affiorati nelle precedenti esperienze e forse condurre alla progettazione dei reattori termonucleari a deuterio, cui spetterà il compito di tradurre l'attuale incoraggiante premessa nel campo delle ricerche in una realtà operante per il progresso civile.

(*Trigger*)

Sistema di trasmissione a più canali a modulazione di fase.
Asler A.G. Werke Fur Telephonie und Prazisionsmechanik a Berna (7-1309)

Procedimento per la produzione di schermi cromatici atti ad essere usati in tubi a raggi catodici.
Chromatic Television Laboratories Inc. a New York (S.U.A.) (7-1310)

Sistema per la messa in posizione di alberi, in particolare per dispositivi di sintonizzazione automatica di apparecchi radio
Collins Radio Company a Cedar Rapids Iowa (U.S.A.) (7-1311)

Tubo catodico per la televisione che da solo od accoppiato ad appropriati elementi ottici, genera, nella visione della immagine televisiva la sensazione della terza dimensione.
Cristiani Luigi a Firenze (7-1311)

Ricevitore televisivo a colori.
Hazeltine Corporation a Washington (7-1313)

Circuito atto ad essere impiegato in ricevitori televisivi e destinato alla filtrazione dei segnali di disturbo.
Philips Gloeilampenfabrieken N.V. a Eindhoven (Paesi Bassi) (7-1316)

Dispositivo multivideo per la proiezione di immagini televisive otticamente sovrapposte
Castellani Arturo Vittorio a Novara (8-1491)

Sistema di comando a distanza per via filo o per via radio, a circuiti elettrici selettori di frequenza.
Fiermonte Donato a Roma (8-1492)

Sistema di attenuare le vibrazioni parassitarie ai bordi dei coni per altoparlanti.
Geloso Giovanni a Milano (8-1493)

Inseritore di canali, particolarmente per ricevitorl televisivi.
N.S.F. Nurnberger Schraubenfabrik und Elektrowerk G, m.b.H. a Nurnberg (Germania) (8-1495)

Perfezionamento nei dispositivi comprendenti una bobina avente un nucleo aperto e munito di magnetizzazione di polarizzazione.
Philips' Gloeilampenfabrieken N.V. a Eindhoven (Paesi Bassi) (8-1495)

Dispositivo munito di uno schermo d'immagine, particolarmente tubo televisivo.
La stessa (8-1496)

Perfezionamento nel dispositivi radio-elettrici ad onde cortissime.
Compagnie Française Thompson Houston a Parigi (9-1630)

Porta-obiettivo servente a sostenere obiettivi intercambiabili di apparecchi ottici, particolarmente adatto per apparecchi televisivi da presa.
Fernseh G.m.b.H. a Darmastadt (Germania) (9-1632)

Dispositivo per il ritardo di fase di un canale del segnale per la traslazlone di tensioni di segnale, particolarmente per ricevitori televisivi a colori.
Hazeltine Corporation a Washington (S.U.A.) (9-1633)

Presentazione di immagini televisive a colori.
Murphy Radio Ltd. a Londra (9-1635)

Perfezionamenti ai supporti per valvole radiofoniche.
Cicatelli Rodolfo a Roma (10-1896)

Sistema di trasmissione per segnali televisivi.
Philips' Gloeilampenfabriken a Eindhoven (Paesi Bassi) (9-1636)

Sistema compensatore d'apertura per un'apparecchiatura analizzatrice di immagini
Radio Corporation of America a New York (S.U.A.) (9-1636)

Ricevitore di segnall a banda laterale unica, in particolare ricevitore per televisione a colori.
La stessa (9-1636)

Antenna incorporabile per congegni Moblli.
Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil a Parigi. (10-1897)

Ricevitore televisivo a colori.
General Electric Company a Schenectady New York (S.U.A.). (10-1899)

Perfezionamento nei sistemi televisivi in abbonamento.
International Telemester Corporation a Los Angeles California (S.U.A.). (10-1901)

Dispositivo separatore di segnali di sincronismo con cancellazione degli impulsi di disturbo, per ricevitori televisivi.
Irradio Soc.a.r.l. a Milano. (10-1901)

Tubo a raggi catodici munito di un sistema di bobine di deflessione.
Philips' Gloeilampenfabriken N.V. a Eindhoven (Paesi Bassi) (10-1903)

Tubo elettronico.
La stessa. (10-1904)

Sistema lenticolare in combinazione con un apparecchio di televisione per l'ingrandimento delle immagini.
Santomauro Aniello a Paestum (Salerno). (10-1905)

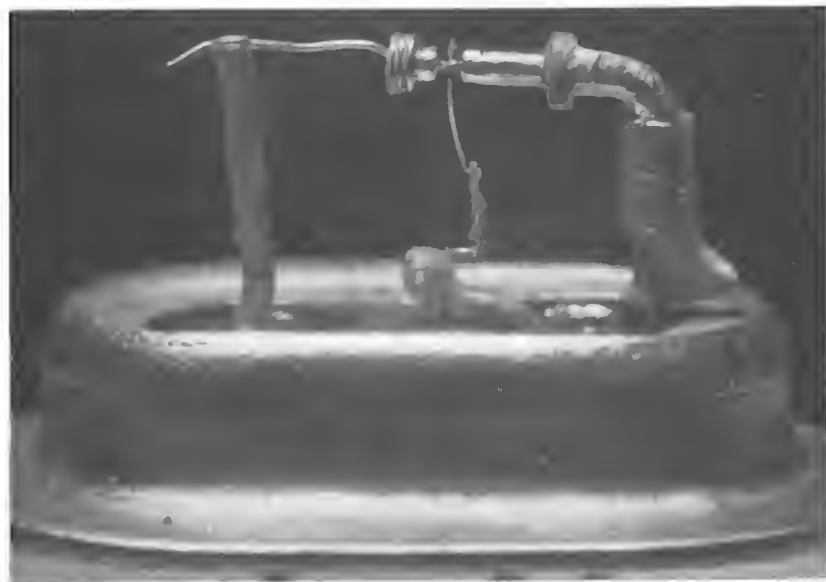
Perfezionamento nelle telescriventi.
Teleprinter Corporation a City of Stackensack a New Jersey (S.U.A.). (10-1908)

Perfezionamento nei dispositivi di cifratura per ricezione televislva in abbonamento.
Zenith Radio Corporation a Chicago Illinois (S.U.A.). (10-1909)

COPIA DEI SUCCITATI BREVETTI PUO PROCURARE L'UFFICIO
Ing. A. RACHELI Ing. R. BOSSI & C.
Studio Tecnico per Deposito Brevetti di Invenzione, Modelli, Marchi, Diritto di Autore, Ricerche, Consulenza.
Milano-Via P. Verri 6 - T.700.018-792.288

Il Tecnetron Nuovo Rivale del Transistore

a cura di E. Aisberg

Nella pagina a sinistra è raffigurato un ingrandimento del complesso di elettrodi di un tecnetron. A destra: l'ing. S. Teszner, inventore del tecnetron.

MENTRE il transistore, uscito da non molto dalla sua fase di sviluppo iniziale, si accinge ad estendere sempre più il campo delle sue pratiche applicazioni negli apparati radio-elettronici, giunge di quando in quando notizia di nuovi dispositivi similari, impieganti semiconduttori variamente accoppiati, che presentano insolite, talora eccezionali caratteristiche di funzionamento come amplificatori.

Per lo più, tali straordinari risultati conclamati con sussiego, non trovano poi conferma in campo pratico realizzativo e tutto cade nello oblio.

Non sembra però trattarsi di un caso simile, la recentissima apparizione del *tecnetron*, elaborato nei Laboratori del C.N.E.T. (Centre National d'Etude de Télécomunications) a Parigi, una fra le maggiori ed autorevoli istituzioni scientifiche francesi.

Secondo quanto è stato annunciato, quindi, noi ci troviamo in presenza per la prima volta, di un dispositivo amplificatore a semi-conduttori, il cui guadagno aumenta con la frequenza, mentre in tutti i precedenti similari dispositivi, transistore compreso, il guadagno diminuisce con la frequenza, sino a raggiungere un limite pratico detto frequenza di taglio.

Già sin d'ora il *tecnetron* permette di raggiungere frequenze dell'ordine di 500 MHz. E se si riuscirà a ridurre le capacità delle connessioni e degli altri elementi del dispositivo, nulla impedirà di funzionare a 1000 MHz od oltre.

Inoltre, per quanto riguarda la potenza, già sin d'ora un *tecnetron* permette di ottenere a 500 MHz, funzionando in classe A, una potenza di 30 mW con una dissipazione di 125 mW.

Tenendo presente l'omogeneità delle caratteristiche ottenute, è facile intuire la possibilità della messa in parallelo di parecchi dispositivi identici, ciò che permetterà di moltiplicare convenientemente la potenza erogata, sino anche a dei kW. Per tale motivo già i tecnici fondano grandi speranze sulla applicazione del *tecnetron* alla tecnica delle correnti forti.

Si aggiunga poi che il *tecnetron*, pur utilizzando del germanio, è meno sensibile agli effetti dell'aumento di temperatura, nei confronti del transistore. Si può ritenere che esso tolleri all'incirca 20 °C più del transistore, ciò che non è affatto trascurabile, estendendo in modo sensibile il suo campo d'applicazione. Occorre infine aggiungere che il *tecnetron* non è un fragile ed incerto dispositivo sperimentale funzionante sotto l'attenta sorveglianza dei tecnici di un laboratorio.

Da quando si è palesata la sua esistenza, ne è stata subito iniziata la fabbricazione in piccole serie con sistemi industriali al ritmo di circa 700 pezzi per mese. E nulla si oppone a che in luogo dei 700 pezzi mensili, se ne producano diverse decine di migliaia.

Ed ora che abbiamo sommariamente esposte le principali proprietà di questo importante dispositivo, sarà opportuno passare ad illustrare come è costituito il *tecnetron*.

Anzitutto da cosa è originato il suo nome? La prima sillaba è quella iniziale del nome del suo inventore, l'ingegnere Teszner, il quale ha avuto l'intuizione del principio su cui si basa tale dispositivo sin dalla primavera del 1955 ed ha poi lavorato accanitamente alla sua invenzione, depositando numerosi brevetti.

La seconda sillaba è quella della sigla del C.N.E.T., cioè il Centre National d'Etudes del Télécomunications, un grande complesso di laboratori di ricerca alle dipendenze del ministero P. T.T. e posto sotto la direzione di M. Marzin. In seno al C.N.E.T. diverse centinaia di ricercatori si dedicano ai più svariati ed interessanti lavori nei settori delle telecomunicazioni, dell'elettroacustica, dei semiconduttori, ecc.

Infine l'ultima sillaba è caratteristica di un gran numero di dispositivi e valvole elettroniche. Ecco quindi spiegata l'etimologia della parola *tecnetron*. Vediamo ora come è composto il *tecnetron*.

Esso si presenta sotto la forma di un bastoncino di germanio del tipo *n* della lunghezza di circa 2 mm e del diametro di circa 0,5 mm, provvisto di due elettrodi di contatto alle due estremità.

Si badi bene che trattasi unicamente di elettrodi di contatto, quali si hanno ad esempio nelle resistenze in agglomerati e non di giunzioni sul tipo di quello che si riscontrano nei transistori.

Nella parte mediana del bastoncino di germanio l'incavo forma una gola circolare di piccola profondità. Questa gola è circondata da un cilindro di indio che costituisce il 3° elettrodo.

Fra i due contatti alle estremità del bastoncino viene applicata l'alta tensione continua che è dell'ordine d'una cinquantina di V (sotto questo profilo il *tecnetron* è più goloso del transistore).

Questi 2 elettrodi si possono quindi chiamare « catodo » e « anodo ». Per quanto riguarda il cilindro di indio, esso potrebbe senz'altro chiamarsi « griglia », poichè come vedremo esso ne giuoca esattamente il ruolo, ma l'inventore preferisce chiamarla «strozzatura» (goulot) al fine di meglio richiamare l'intimo meccanismo di azione. Questa « strozzatura » è polarizzata negativamente nei rispetti del catodo, e lo schema dello stadio amplificatore non differisce in nulla da quello di un triodo, poichè la resistenza di carico è posta nel circuito anodico in serie con la sorgente di alta tensione.

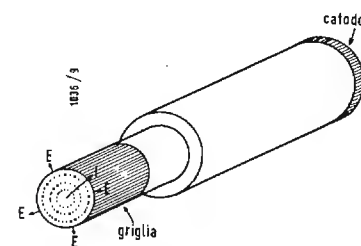



Fig. 1 - Sezione di un « tecnetron ». È visibile in primo piano il cilindro d'indio costituente la « strozzatura » (griglia). Si può notare la formazione di cariche migranti tendenti a contrarre il canale conduttore ad una linea assiale = campo elettrico; I = corrente anodica.

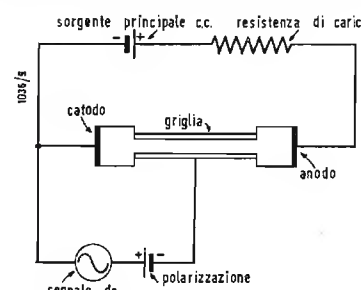



Fig. 2 - Schema generale di montaggio di un tecnetron.

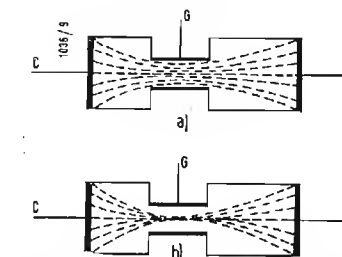



Fig. 3. *a* distribuzione dei portatori di cariche (elettroni) in assenza di polarizzazione negativa della « strozzatura » (griglia); *b* contrazione della sezione del flusso di elettroni, provocato dalla carica negativa della « griglia ».

Il fisico americano Shockley, uno degli inventori del transistore, aveva già esperimentato nel 1953 un dispositivo molto simile, senza però ottenere un guadagno apprezzabile per frequenze superiori ai 2 MHz. Tale dispositivo comportava al posto del cilindro di indio, sia due elettrodi piani, sia un parallelepipedo. Questi elettrodi od il parallelepipedo formavano con l'anima di germanio a sezione rettangolare una giunzione *n-p*. Nel caso attuale, Teszner ha sostituito la giunzione *n-p* con un contatto metallo-semiconduttore a superficie di sbarramento (surface barrier) perfezionando le caratteristiche in modo da renderle equivalenti a quelle delle migliori giunzioni. Inoltre, e ciò è ancor più importante, egli ha utilizzato la configurazione cilindrica, la qual cosa gli ha permesso di applicare un campo elettrico radiale la cui azione, come si vedrà, è particolarmente efficace.

Analogamente a Shockley, egli ha fatto appello all'effetto di campo, scoperto e descritto da Lilienfeld nel 1928, trasformandolo però da lineare a quadratico.

Vediamo ora in cosa consiste tale effetto.

È noto l'effetto Hall, in virtù del quale la traiettoria dei portatori di cariche nei semiconduttori può venire deviata sotto l'azione di un campo magnetico. Ora l'effetto Liliefeld è analogo all'effetto Hall, salvo che si riferisce a campi elettrici.

Infatti, nei semiconduttori, quale è il germanio, i portatori di cariche sono deviati dalla loro traiettoria sotto l'azione di un campo elettrico.

Nel caso del *tecnetron*, la « strozzatura » o « griglia » costituita dal cilindro d'indio, crea nell'interno del bastoncino di germanio un campo concentrico che esercita sugli elettroni in movimento un'azione particolarmente efficace. Quando viene applicata al cilindro una tensione negativa, gli elettroni vengono deviati verso l'asse del cilindro.

Pertanto il flusso elettronico che, in assenza di tensione negativa al cilindro, si propaga uniformemente in tutta la sezione del bastoncino, viene ad interessare una sezione ridotta allorchè il cilindro è reso negativo nei rispetti del catodo.

È evidente che, in tali condizioni, la resistenza apparente del bastoncino aumenta, poichè la sezione efficace attraverso la quale passano gli elettroni, diminuisce secondo il quadrato del raggio.

Si noti bene che non si tratta quindi di una variazione della resistenza specifica che infatti rimane costante, mà di una variazione della resistenza globale del circuito.

La « strozzatura » o « griglia » agisce come se, in funzione della tensione applicata la sezione del conduttore venisse a restringersi più o meno.

Tre fasi di chiusura dell'involucro protettivo di un tecnetron.

La migliore analogia del *tecnetron* è senza dubbio quella di un tubo di gomma percorso da un flusso di liquido: se una mano strozza più o meno il tubo, l'intensità del flusso diminuisce nello stesso rapporto.

Se la strozzatura viene effettuata circolarmente, la diminuzione del flusso avverrà secondo una legge quadratica.

Tale strizione centripeta è una caratteristica essenziale del dispositivo.

1. - EFFETTO DI CAPACITÀ

Se si analizzano più profondamente i fenomeni che intervengono nel funzionamento del *tecnetron*, ci si accorge che alla variazione di resistenza si aggiunge simultaneamente l'azione della variazione di capacità fra la porzione di germanio occupata dagli elettroni in movimento ed il cilindro di indio.

Infatti, quando il cilindro divenendo più negativo, restringe la sezione efficace attraversata dalla corrente, tale capacità diminuisce.

All'opposto, quando il cilindro divenendo meno negativo, la sezione di passaggio degli elettroni si dilata, la capacità aumenta.

Queste variazioni di capacità, dovute essenzialmente alla configurazione cilindrica, provocano sull'intensità della corrente, nel circuito esterno, la stessa azione che le variazioni della resistenza del germanio,

Le due azioni sono concomitanti e si rinforzano mutualmente.

È questa la ragione che spiega sia l'elevato guadagno ottenuto del tecnetron in alta frequenza, sia perchè li suo fattore di merito aumenta in funzione della frequenza.

Per « fattore di merito » s'intende il prodotto del guadagno per la banda passante, nell'interno della quale, tale guadagno è contenuto entro — 3 dB.

2. - IL TECNETRON COME AMPLIFICATORE

Si è visto che la « strozzatura » (griglia) che funge da elettrodo di controllo, è polarizzata negativamente nei rispetti del catodo.

Nessuna corrente continua apprezzabile può passare nel circuito catodo-griglia a causa della presenza dello strato di sbarramento del germanio *n* (1).

In tali condizioni, la resistenza di entrata ha un valore di parecchi MΩ. La capacità d'entrata è dell'ordine di 0,2 pF.

L'impedenza d'uscita è generalmente superiore ad un MΩ, così che la resistenza di carico può essere scelta di un valore molto elevato.

Se si rilevano le caratteristiche del *tecnetron* misurando la corrente anodica in funzione della tensione esistente fra l'anodo ed il catodo, e ciò per diversi valori della tensione negativa applicata alla « griglia » come parametro, si ottiene una famiglia di curve che rassomigliano in modo evidentissimo a quelle caratteristiche del pentodo.

Ciò sta a significare che ci troviamo in presenza di un ottimo amplificatore di tensione.

Ecco alcuni risultati sperimentali rilevati a frequenze diverse (Tabella I).

3. - FABBRICAZIONE DEL TECNETRON

Per la fabbricazione del tecnetron, si sono dovuti sviluppare dei procedimenti tecnologici particolari, ai quali hanno contribuito in modo non indifferente l'inventore ing. Teszner ed i suoi collaboratori del C.N.E.T.

Anzitutto si ricorre al processo ormai classico nella fabbricazione dei transistori: raffinazione del germanio e produzione del monocristallo. A questo punto interviene tutta una serie di operazioni meccaniche: taglio in lamine e successivo ricavo dei bastoncini dalle lamine.

Questa ultima operazione viene effettuata mediante speciali utensili vibranti a frequenze ultrasonore.

Il taglio della gola nella porzione centrale del bastoncino viene effettuato mediante un processo di incisione elet-

(*il testo segue a pag.* 87)

Fig. 4 - Curve caratteristiche statiche del tecnetron, mostranti la variazione di corrente anodica, in funzione della tensione anodica, per differenti valori di polarizzazione della « griglia ».

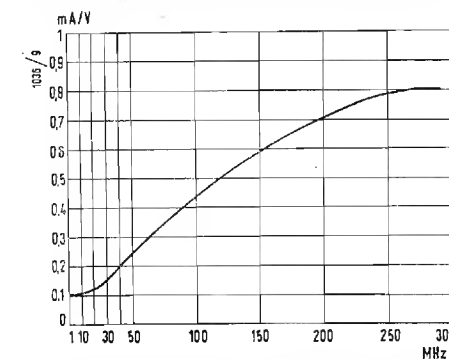



Fig. 5 - Variazioni della pendenza del tecnetron in funzione della frequenza dei segnali. Si constata che la pendenza cresce con la frequenza.

TABELLA I.

Frequenze MHz	Guadagno dB	Banda pass. MHz	Fattore di merito
110	22	1,7	21
200	16	6	37
460	9	29	80

Il Thyratron Valvo PL 21*

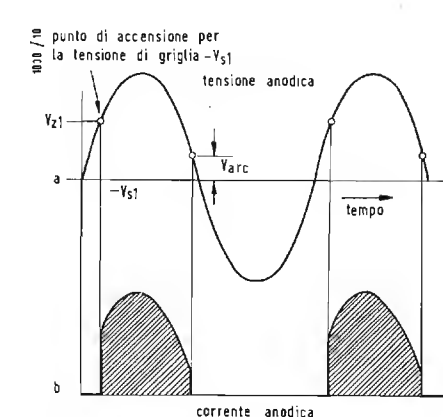
IL THYRATRON è una valvola a riempimento gassoso provvista di catodo a riscaldamento indiretto e di una o due griglie. Al posto della caratteristica I_a - V_g si dà per esso la caratteristica V_a - V_g che è rappresentata nella fig. 1.

Se si fissa una certa tensione di polarizzazione di griglia V_{s1} e se poi si aumenta la tensione anodica si nota che quando quest'ultima ha raggiunto il valore V_{z1} corrisponde a V_{s1} la valvola si « accende »; cioè nel circuito anodico, che prima era bloccato, si ha una corrente di scarica il cui valore è determinato solo dagli elementi del circuito esterno.

La tensione fra catodo ed anodo della valvola ha durante la scarica un valore costante V_{arc} che per il thyratron PL21 vale + 8 V.

Dopo che la valvola si è accesa essa si comporta come una lampada glimm o come uno stabilizzatore. La griglia non ha più alcuna influenza e la sua tensione non può far variare la corrente anodica. Per spegnere la valvola c'è una sola possibilità: interrompere il circuito anodico o per lo meno diminuire la tensione anodica al di sotto della tensione di arco V_{a-c}.

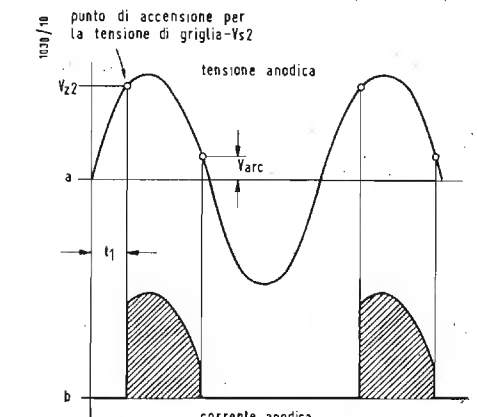
1. - IL THYRATRON COME RADDRIZZATORE

Il thyratron può essere usato anche come raddrizzatore. Si può per esempio collegarlo come in fig. 2 e dare alla griglia una polarizzazione costante V_{s1}. La valvola si accende solo quando la tensione anodica raggiunge il corrispondente valore critico V_{z1} come si vede nella fig. 3-a. In questo istante (fig. 3 b) la corrente anodica sale ad un valore corrispondente alla tensione anodica. Quando la tensione anodica aumenta, cresce anche la corrente anodica. Poi anche questa diminuisce fino a che la tensione anodica ha raggiunto la tensione di arco $V_{a,c}$ allora la valvola si spegne e la corrente anodica si annulla.

La corrente alternata viene quindi raddrizzata: l'onda negativa viene soppressa e l'onda positiva passa ma viene troncata ai fianchi.

Se nella fig. 2 si aumenta la tensione di polarizzazione della griglia a V_{s2}, allora la valvola avrà bisogno per l'accensione di una tensione anodica maggiore V_{s2}, e quindi l'accensione avverrà più tardi (fig. 4 a) e la curva della corrente sarà più troncata ancora (fig. 4 b). Si vede quindi che variando la tensione della griglia si può regolare la corrente media che passa nel circuito anodico.

È chiaro infatti che la corrente della fig. 4 è più piccola di quella della fig. 3, corrispondentemente varierà anche la tensione ai capi della resistenza di carico R_a. Perciò regolando la tensione della griglia si potrà regolare la tensione in uscita dal raddrizzatore.

Tuttavia sarebbe troppo costoso prevedere per la polarizzazione della griglia una batteria o un altro raddrizzatore.

Fortunatamente c'è una soluzione più elegante. Nei thyratron interessa che la tensione di griglia abbia il valore esatto solo nel punto di accensione, i valori che essa può assumere dopo non possono più influenzare la corrente anodica. Quindi non è necessario pilotare la griglia con una tensione continua ma si potrà usare anche una tensione alternata, basterà solo fare in modo che essa abbia il valore desiderato al momento giusto. Nella fig. 5 si vede come si può ottenere la stessa corrente della fig. 4 con una tensione alternata.

Se ora si vuole per esempio ridurre la corrente anodica basterà solo spostare in avanti la tensione alternata applicata alla griglia (fig. 6). In questo caso la valvola si accende solo dopo il tempo t_2 e la corrente anodica passa per intervalli più brevi.

Quindi la corrente e la tensione raddrizzate si possono regolare variando la fase della tensione alternata applicata alla griglia. Nelle valvole a vuoto si può agire sulla corrente anodica con l'*ampiezza* della tensione di griglia nei thyratron con la *fase*.

Fig. 1 - Caratteristica di accensione di un thyratron PL21 (V_a/V_g). Per una determinata tensione di griglia $-V_{s1}$ è necessaria per accendere la valvola una certa tensione anodica V_{z1}. Dopo che la valvola è accesa la corrente continua a passare indipendentemente dalla tensione di griglia. Il punto vicino al catodo sta ad indicare che la valvola è a riempimento gassoso.

Fig. 2 - Thyratron come raddrizzatore. Variando la tensione $-V_{s1}$ si può regolare la corrente continua media.

Fig. 3 - Regolazione di un Thyratron alimentato con tensione alternata. La valvola si accende quando la tensione anodica ha raggiunto il valore V_{z1} corrispondente a $-V_{s1}$ e si spegne quando la tensione anodica ha raggiunto il valore della tensione di arco V_{arc}.

Fig. 4 - Con una tensione di griglia superiore le semionde vengono maggiormente troncate.

(*) LIMANN, O., Umgang mit Thyratrons, *Funkschau*, Dicembre 1957, XXIX, 23, pag. 623.

Fig. 5 - Regolazione di un thyratron con una tensione alternata. La valvola si accende per due valori corrispondenti — V_{g2} e V_{z2}. Il punto V_{g2} capita t_1 secondi dopo il passaggio della tensione anodica per lo zero.

Fig. 6 - La tensione di griglia V_{g3} è spostata di t_2 secondi dopo il passaggio della tensione anodica per lo zero e perciò le semionde di corrente sono fortemente troncate.

uguali e orizzontali A-C e C-B (fig. 8). Però ai morsetti A e B è applicato anche l'altro ramo del ponte A-D-B costituito dal condensatore C e dalla resistenza R_3. Le cadute di tensione corrispondenti sono uguali a $I_2/\omega C$ e a I_2R_3. È noto che queste due cadute di tensione provocate dalla stessa corrente I_2 sono sempre sfasate di 90° indipendentemente dal valore di C e R_3.

La tensione totale A-B resta costante e rappresenta l'ipotenusa di un triangolo rettangolo i cui due cateti rappresentano le tensioni ai capi di R_3 e di C (fig. 8). Il punto D si trova perciò, secondo una legge della geometria, in un punto della semicirconferenza che ha per diametro il vettore A-B.

Se si riduce il valore di R_3 passa una corrente I_3 maggiore. La tensione I_3R_3 diventa minore, ma poichè C è rimasto costante si ha una maggiore tensione ai suoi capi $I_3/\omega C$. Perciò aumenta il cateto AD e il punto D si sposta verso destra rimanendo sempre sul cerchio (fig. 8 b).

La tensione fra i punti C e D è rappresentato in fig. 8 dal raggio tratteggiato; essa è uguale a metà della tensione in entrata e la sua fase dipende dalla posizione del punto D, cioè dal valore di R_3. Quindi variando R_3 si può variare la fase della tensione C-D di quasi 180°.

Questo ponte offre quindi un mezzo

2. - NEL CIRCUITO DI GRIGLIA CI VUOLE UNO SFASATORE

Al posto della batteria e del potenziometro della fig. 1 noi abbiamo perciò bisogno di una tensione alternata, che può essere derivata dal trasformatore di alimentazione, e di un circuito sfasatore. Lo schema di principio di questo circuito molto usato nella tecnica delle correnti alternate si vede nella fig. 7; esso è costituito da un ponte con tre resistenze e un condensatore.

Le due resistenze R_1 e R_2 sono uguali nel punto C quindi c'è sempre metà della tensione che c'è fra A e B. Poichè R_1 e R_2 sono due resistenze ohmiche le tensioni ai loro capi I_1R_1 e I_1R_2 si possono rappresentare in un diagramma vettoriale con due frecce

Connessioni, zoccolo e dimensioni del thyratron PL21 della Valvo.

Influenza della tensione della seconda griglia sulle caratteristiche di accensione.

CARATTERISTICHE DEL THYRATRON PL21.

Tetrodo a riempimento gassoso per il comando di relé, per interruttori a tempo elettronici, per raddrizzatori stabilizzati e per la stabilizzazione di potenze alternate. Con la seconda griglia si può variare la caratteristica di accensione (vedi figura). Non si consiglia di usare la seconda griglia come griglia di comando.

Riscaldamento indiretto: 0,6A a 6,3V

Tempo di riscaldamento minimo: 10 sec.

Dati limite per l'uso come raddrizzatore

Tensione anodica nel senso di passaggio: 600 V_{max}.

Tensione anodica nel senso di blocco: 1300 V_{max}.

Corrente anodica media: 0,1 A

Tensione di arco: 8V

Corrente di punta: 0,5 A.

Tempo di deionizzazione 35 ÷ 75 µsec.

Resistenza di griglia raccom.: 1 MΩ.

Resistenza di griglia mass.: 10 MΩ.

Fig. 7 - Schema di principio del ponte sfasatore.

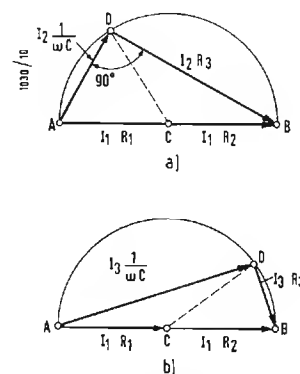



Fig. 8 - Diagramma vettoriale del circuito della fig. 7.

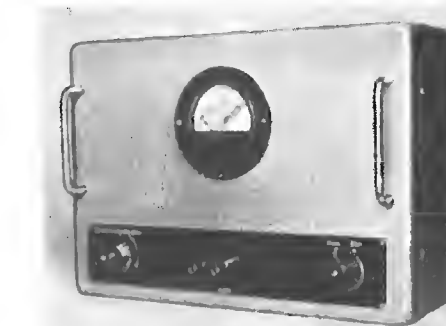
molto semplice per ottenere una *tensine sfasabile di 180° e di ampiezza costante.*

Per terminare vogliamo determinare quali sono i valori più convenienti da dare agli elementi R_1, R_2, R_3 e C.

Affinchè la tensione C-D non sia molto dipendente dal carico (essa viene applicata alla griglia del thyratron che conduce corrente) conviene scegliere degli elementi a bassa impedenza. Però per C non si può usare un condensatore elettrolitico perchè esso va usato con una tensione alternata pura. Scegliendo un valore non troppo alto di 2µF la sua reattanza alla frequenza di rete vale circa 1600 Ω. Quindi anche il valore medio di R_3 deve essere di 1600 Ω. In queste condizioni C-D è sfasato esattamente di 90° rispetto ad A-B. Da questo punto si deve poter sfasare C-D dalle due parti. Supponendo che R_3 debba avere un campo di variazione di 10 verso l'alto e verso il basso si vede che il suo campo di regolazione deve andare da 160 Ω a 16 000 Ω. Andrà quindi benissimo un normale potenziometro da 25 kΩ.

Le resistenze R_1 e R_2 possono avere invece dei valori minori al fine di ridurre le cadute di tensione dovute al carico. Per il nostro modello abbiamo scelto un valore di 80 Ω. (*G.B.*)

Alimentatore a Thyratron a Tensione Regolabile*

Si descrive un alimentatore nel quale vengono utilizzati due thyratron Valvo PL 21 quali raddrizzatori

VOGLIAMO descrivere ora un alimentatore costruito secondo i principii dell'articolo precedente.

1. - IL CIRCUITO

Lo schema generale si vede nella fig. 1.

Per ridurre l'ondulazione della tensione di uscita e per aumentare il rendimento si è scelto il raddrizzamento a due vie. La seconda griglia è stata collegata al catodo, i thyratron lavorano quindi come dei veri e propri triodi a gas.

Le due griglie devono naturalmente essere comandate in controfase come le placche. Perciò sulla diagonale del ponte sfasatore si deve collegare un trasformatore simmetrico la cui presa intermedia va ai catodi. Per questo scopo si può usare un normale traslatore di entrata simmetrico. Il ponte viene alimentato dai due avvolgimenti previsti per i filamenti collegati in serie. La corrente di griglia viene ridotta con le due resistenze da 1 MΩ e i due condensatori da 2,5 nF fra griglia e catodo servono a prevenire delle oscillazioni disturbatrici.

Nei thyratron a catodo caldo non si può applicare subito la tensione anodica finchè il catodo è ancora freddo; si è perciò inserito il termocontatto Bi. Alla chiusura dell'interruttore dapprima si scaldano i catodi e dopo circa 30 sec si chiude anche il circuito di anodica.

Dalla parte a corrente continua si trova subito la bobina Dr_1. In questo circuito non si può infatti usare un condensatore di carica. Esso spianerebbe gli impulsi di tensione (fig. 3-6 dell'articolo precedente) e si avrebbe una tensione continua pulsante. In questo caso però i thyratron non potrebbero più spegnersi e resterebbero sempre accesi e ciò sarebbe contrario al principio sul quale è basato il circuito. Le valvole devono spegnersi ad ogni periodo e venire riaccese nel punto desiderato. Dr_1 deve anzi avere un'alta induttanza e una bassa resistenza ohmica al fine di ridurre l'effetto dei condensatori seguenti.

Questo circuito con entrata ad induttanza ha inoltre il vantaggio di garantire delle minori variazioni delle tensioni di uscita con il carico. Nella fig. 2 si vede che variando l'assorbimento da 30 o 100 mA la tensione scende solo da 250 a 220 V.

Dopo la bobina Dr_1 si trova un condensatore da 32 µF e poi un altro elemento filtrante costituito dalla bobina Dr_2 e da un altro condensatore da 32 µF.

La tensione in uscita viene misurata con un normale strumento da quadro da 250 V.

Fig. 1 - Circuito completo dell'alimentatore a thyratron regolabile.

(*) Thyratron-Netzgerät M 575, *Funkschau*, Dicembre 1957, XXIX, 23, pag. 625.

Fig. 2 - Andamento della tensione in uscita al variare del carico con R_3 disposto per la massima tensione in uscita.

Quanto più corti sono gli impulsi tanto è più bassa la tensione in uscita. Essa può quindi essere variata in un largo campo con un semplice potenziometro R_3 da 0,5 W.

Nella fig. 3 si vedono alcune forme di onda rilevate all'oscilloscopio. Per poterle rilevare abbiamo dovuto staccare il circuito di filtro e caricare il raddrizzatore con una pura resistenza ohmica perchè il filtro avrebbe deformato le forme d'onda.

Questi circuiti vengono utilizzati anche per altri scopi. Per esempio non è normalmente possibile regolare la luminosità delle lampade a luminescenza perchè esse per l'accensione hanno sempre bisogno della piena tensione e se si volesse regolare la loro intensità regolando la tensione esse sfarfallerebbero. Se invece si inserisce fra la rete e la lampada il nostro alimentatore (naturalmente senza condensatori di filtro) si può regolare la corrente assorbita dalle lampade senza variare il valore di punta della tensione. Questo principio viene per esempio applicato nell'illuminazione di teatri.

Lo stesso sistema si può usare anche per la regolazione dei motori a corrente continua. Si può infatti controllare il numero di giri o la potenza con una minima perdita.

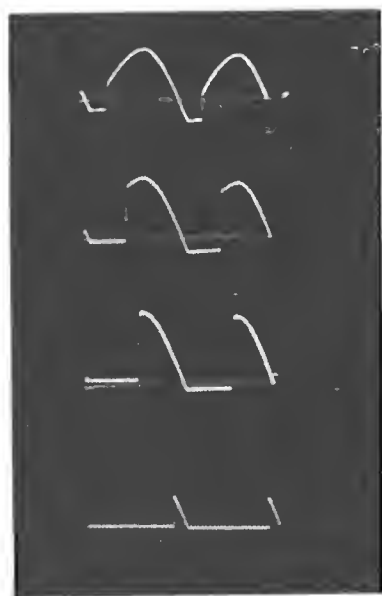



Fig. 3 - Forme d'onda delle semionde raddrizzate e troncate. Passando dall'alto in basso si è spostato via via il punto di accensione in modo da avere delle semionde sempre più strette.

2. - ELEMENTI UTILIZZATI PER LA COSTRUZIONE DELL'ALIMENTATORE

Resistenze

2	1 MΩ	10 %	0,5 Watt
2	80 Ω	1 %	4 Watt
1	25 kΩ	potenziometro logaritmico negativo.	

Condensatori

2	2,5 nF	500/1500 V
1	2 μF	160 V a blocco
2	32 μF	450/500 V elettrolitici

Trasformatori e bobine

Tr_1 trasform. di alim. prim. 220 V; sec. 2 per 340 V/80 mA H_1 6,3 V/2,7 A H_2 6,3 V/1 A

Tr_2 trasformatore per entrata push-pull No EU3G della ditta Engel/Wiesbaden

Dr_1 bobine 50 Ω/25 H circa sezione del ferro 6 cm^2 spire 1650 0,3 cu L.

Dr_2 bobine 175 Ω/10 H/100 mA No ND 100 della ditta Engel Wiesbaden

Altri elementi

1 strumento da quadro portata 250 V
2 thyratron PL21
2 zoccoli miniatura
1 chassis 300 per 210 per 105 mm
1 piastra frontale
1 interruttore rotativo a 2 poli
1 portafusibile con fusibile da 0,5 A
1 termocontatto con avvolgimento da 6,3 V
Minuteria varia.

(*G.B.*)

Nuova Sorgente di Luce Concentrata

La Sylvania Electric Products Inc. ha messo da poco tempo sul mercato una nuova sorgente luminosa altamente uniforme e più brillante di qualunque lampada ad incandescenza. Nota con la sigla « RF », questa nuova lampada è alimentata in radio-frequenza e non ha connessioni elettriche dirette. Essa fu originariamente sviluppata per l'industria cinematografica, soprattutto per risolvere dei problemi connessi con la stampa delle pellicole; tuttavia ha già trovato altre applicazioni importanti in altri campi commerciali e industriali (ricerca medica, fabbricazione di tubi a raggi catodici, radar, calcolatrici, proiettori, ecc.).

La caratteristica più importante della lampada RF è che essa fornisce una sorgente concentrata di luce più uniforme di qualunque altra oggi esistente. Ciò significa che quasi tutta la luce emessa può essere utilizzata, il che non è vero per la maggior parte delle lampade, anche speciali, oggi in commercio.

Di questo vantaggio ha immediatamente approfittato l'industria cinematografica americana che usa già la lampada RF nelle operazioni di stampa del film: come risultato, si ottengono velocità di stampa 8 volte maggiori che in precedenza; la nuova velocità è limitata piuttosto dalla velocità meccanica a cui i film possono marciare attraverso i macchinari attuali che non dalla quantità di luce disponibile. In aggiunta a questi risparmi sostanziali nel tempo di stampa, l'uniformità luminosa delle lampade RF ha portato a un notevole miglioramento anche nella qualità della stampa stessa (sia in bianco e nero che a colori).

La prima installazione commerciale fu fatta dalla Consolidated Film Industries e dimostrò che l'uso di queste lampade nella stampa porta ad un aumento dell'uniformità di campo, ad un aumento eccezionale di flusso luminoso e ad una durata della lampada molto più lunga.

Inoltre i tecnici della Sylvania stanno ora lavorando sulla possibilità d'impiegare le lampade RF per l'illuminazione degli studi di presa: con l'avvento dei film a colori ed a schermo panoramico, nella ripresa occorre un'illuminazione molto maggiore per ottenere la necessaria profondità di fuoco; nell'effettuare questa illuminazione, la temperatura nello studio spesso sale a valori tali da costituire un problema per gli attori e i tecnici. Con le lampade RF invece, l'acqua di raffreddamento asporta quel calore che con le lampade normali si trasferisce all'ambiente.

La lampada RF permette anche di proiettare le immagini di un radar su uno schermo; il che trovò immediata applicazione in un dispositivo radar per traffico aereo ora in costruzione sotto supervisione militare.

Un'altra applicazione è nel campo medico: per esempio è ora possibile proiettare immagini microscopiche di tessuti su un grande schermo per determinare la presenza di cellule cancerose, data l'eccellente uniformità e brillanza delle nuove lampade RF che permettono di ottenere immagini assai migliori di quanto non si potesse sinora.

Persino nella fabbricazione dei tubi a raggi catodici per televisione a colori la nuova lampada ha portato un contributo importante; infatti, per depositare i pigmenti fosforescenti del rosso, verde e blu, si segue un procedimento fotografico che richiede una sorgente luminosa brillante e concentrata. Usando lampade RF fu possibile ridurre a metà il tempo richiesto.

Ed ecco ora alcune note tecniche più dettagliate.

La lampada a induzione RF usa, come sorgente di luce, un disco di materiale refrattario che viene riscaldato per induzione a radio-frequenza.

La fotografia mostra una lampada Sylvania tipo RF, nuova sorgente di luce concentrata e uniforme, più brillante di qualunque altra lampada ad incandescenza. Essa funziona per induzione a radiofrequenze, e non ha quindi connessioni elettriche. Attorno al corpo cilindrico viene disposta la bobina d'induzione (13 spire di tubetto di rame). La lampada, che funziona in argon sotto pressione (2 atmosfere) è raffreddata ad acqua.

In primo luogo un materiale refrattario può essere riscaldato a temperatura molto più elevate di quelle raggiunte dai filamenti di tungsteno delle lampade a incandescenza. Le maggiori temperature così ottenibili portano ad un aumento dell'emissione di flusso luminoso poichè, come è noto, per un coefficiente di emissione costante, l'emissione stessa è proporzionale alla quarta potenza della temperatura assoluta. Inoltre la luce emessa da una sorgente a temperatura più elevata ha un contenuto di alte frequenze (blu) maggiore che non quella di una lampada ad incandescenza (che ha una temperatura inferiore).

Secondariamente, se il riscaldamento di una sorgente luminosa viene effettuato per induzione, allora si può impiegare un disco (in questo caso è in materiale refrettario, come già detto) che, rispetto ad un filamento riscaldato direttamente, porta ad altri vantaggi; ad esempio, in un proiettore o in una stampatrice per film, la luce emessa da un disco uniformemente brillante può esser messa a fuoco direttamente sulla finestrella della pellicola, e qualunque diffusione (fatta appositamente) può esser eliminata senza danneggiare l'uniformità dell'illuminazione.

Le prime lampade RF messe sul mercato vennero prodotte con un diametro della sorgente luminosa di circa 8 mm; tale dimensione rende più facile il ricoprimento della finestrella del film da 35 mm e nello stesso tempo non è così grande da render proibitivo il costo del materiale refrattario. Dimensioni più grandi verranno prese in considerazione per altre applicazioni.

La lampada RF è circondata da una bobina di 13 spire, in tubo di rame, che trasmette l'energia a radio-frequenza al concentratore posto entro il bulbo di vetro. L'alimentatore consiste di un oscillatore e di una sorgente variabile di tensione continua (variando tale tensione si può variare la luminosità della lampada); all'oscillatore sono connesse una conduttura d'acqua e una di scarico per il raffreddamento della lampada e della bobina.

Nelle prove pratiche fatte, come si è già detto, nella stampa di pellicole, si è visto che non era più necessario impiegare i filtri di diffusione, con conseguente guadagno di luce nel rapporto da 16 a 1, e relativo proporzionale aumento di velocità di stampa. Inoltre il problema di ottenere un campo uniforme si dimostrò semplice a causa appunto della grande uniformità della sorgente luminosa. Da altre prove fatte risultò che con un proiettore da 16 mm si potevano ottenere sullo schermo 2000 lumen contro gli 800 ottenibili con una convenzionale lampada bi-planare di proiezione da 1000 W.

In conclusione, si può dire che la lampada RF ha abbandonato il vecchio concetto della sorgente luminosa a filamento di tungsteno e che, ciò facendo, darà un nuovo stimolo per un progresso più rapido in questo campo. Una nuova sorgente di luce è ora disponibile, sorgente che ha i vantaggi dell'incandescenza nella distribuzione spettrale (anzi migliori per quanto riguarda i blu), può produrre più luce (nell'impiego per proiettori, stampatrici, ecc.), è più uniforme ed ha una durata ottima.

La Sylvania sta ora producendo queste lampade in quantità sufficienti a valutare le loro possibilità in altri campi commerciali ed industriali.

(*Trigger*)

Importanti scoperte nella struttura della materia illustrate in 2 Convegni

Nel corso del recente convegno invernale dell'Associazione Americana di Fisica che ha avuto luogo subito dopo la Conferenza mondiale di fisica teorica, svoltasi presso l'Università Stanford per l'iniziativa della Fondazione Nazionale statunitense per la Scienza e della stessa università, alcuni fisici teorici statunitensi hanno illustrato le più recenti scoperte sull'intima struttura della materia effettuate nei laboratori americani.

Al convegno, hanno partecipato 200 scienziati americani e stranieri, tra cui un gruppo di quattro fisici sovietici diretto dal prof. D. I. Blockhintsev, capo dell'Istituto Sovietico per le ricerche nucleari.

Con particolare interesse è stata seguita dallo scelto uditorio una relazione del dott. C. N. Yang, che ha ricevuto recentemente a Stoccolma il Premio Nobel 1957 per la fisica insieme al suo collega T. D. Lee, e che ora lavora all'Università di Princeton, sulle ricerche che condussero alla smentita della legge fisica della conservazione della parità.

Secondo quella legge, che aveva regolato per alcuni decenni i fenomeni nucleari, si supponeva che la materia fosse organizzata con una perfetta simmetria, e cioè constasse di particelle elementari rotanti sia secondo le lancette dell'orologio sia in senso contrario e di un numero identico di particelle con carica negativa e positiva.

Nel corso di esperimenti condotti negli Stati Uniti, nella Germania Occidentale, nella Gran Bretagna e in Russia, gli scienziati avevano riscontrato negli ultimi anni una mancanza di simmetrici negli elettroni prodotti per effetto del disfacimento dei raggi beta.

In particolare, il dott. Maurice Goldhaber, un fisico di origine polacca attualmente addetto al Laboratorio Nazionale Brookhaven, rivolse la sua attenzione allo strano « neutrino », frequentemente definito « la piccola particella nucleare che non si trova ». Esso non ha massa, peso o carica elettrica o magnetica e tutto quel che fa consiste in una rotazione e un distacco alla velocità della luce.

I fisici americani, dopo un lavoro estenuante, dimostrarono che gran parte dei neutrini ruotano verso sinistra ossia in senso antiorario.

Il dott. Yang ha concluso la sua relazione affermando che « ora si sa quello che è realmente l'annichilazione beta ». « Ma questo — egli ha soggiunto — non chiude il capitolo. Non sappiano ancora perchè questo avvenga e come avviene ».

In un'altra relazione presentata alla conferenza promossa dall'Università Stanford, alcuni scienziati hanno annunciato di aver potuto misurare con pieno successo il neutrone, una particella componente il nucleo atomico talmente piccola che ne occorrerebbero 2.540 miliardi allineate una dietro l'altra per coprire una lunghezza di un centimetro.

I risultati dell'esperimento sono stati ampiamente illustrati dai dottori Robert Hofstadter, R. W. McAllister, Bernard Chambers, Franz Buller e Mason Yearian di Stanford.

Al termine della relazione, il Premio Nobel dott. I. Rabi, della Columbia University, ha espresso il proprio compiacimento per la scoperta che, oltre a rivestire una grande importanza per il progresso della scienza, « sta già creando molti nuovi problemi ».

I ricercatori dell'Università Stanford hanno impiegato per la misurazione del neutrone un fascio di elettroni emessi da un potente acceleratore lineare da 650 milioni di elettronivolt. La misurazione è stata sinora effettuata sui nuclei di circa 25 elementi diversi.

(*u. s.*)

Considerazioni sul Progetto del Primo Stadio dei Ricevitori a Transistori *

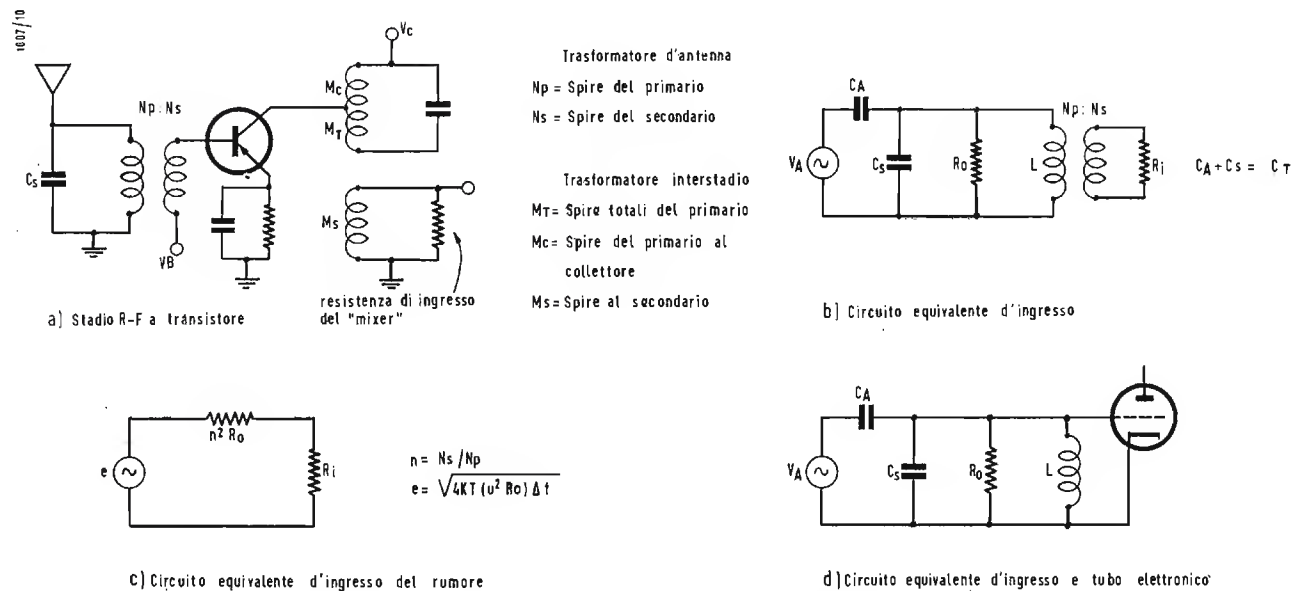



Fig. 1 - Stadio con antenna FR capacitiva.

VIENE presentata una discussione sulle caratteristiche del rumore di fondo di uno stadio a radio frequenza con antenna capacitiva e di uno stadio mescolatore con antenna incorporata, entrambi a transistori. Si fanno considerazioni sulla perdita di insezione e sulla attenuazione immagine.

1. - RUMORE DI FONDO.

1.1. - Antenna capacitiva.

Nella fig. 1a è rappresentato un tipico stadio a media frequenza a transistori, con antenna capacitiva (per esempio l'antenna ad asta di una autoradio). Nella fig. 1b si ha il circuito equivalente del tratto dall'antenna all'ingresso dello stadio *r-f*, in cui l'antenna è stata sostituita da una sorgente di tensione V_A e una impedenza interna formata dalla capacità C_A. Il transistore è rappresentato dalla sua resistenza di ingresso R_i e l'impedenza accordata del trasformatore da R_o. La potenza del segnale all'ingresso dello stadio *RF*, per un segnale non modulato, è data da:

$$P_S = \left[n V_A \frac{C_A}{C_T} Q_{o1} \frac{R_i}{n^2 R_o + R_i} \right]^2 \frac{1}{R_i} \qquad [1]$$

in cui n è il rapporto spire del trasformatore, N_S/N_P, come è indicato nella fig. 1; C_T è la somma della capacità di antenna e della capacità totale in parallelo al trasformatore di antenna: Q_{o1} è il fattore di merito in assenza di carico del trasformatore di antenna.

I passaggi che conducono alla equazione [1] sono riportati per esteso nella Appendice I.

In fig. 1c è rappresentato il generatore di rumore riferito al secondario del circuito equivalente di fig. 1b. La resistenza di radiazione dell'antenna è trascurabile rispetto a R_o, e perciò non si considera. La potenza di rumore all'ingresso del transistore è:

$$P_{TH} = 4\, k T n^2 R_o \Delta f \left[\frac{R_i}{n^2 R_o + R_i} \right]^2 \frac{1}{R_i} \qquad [2],$$

dove K è la costante di Boltzmann T è la temperatura assoluta e Δf è la larghezza di banda del rumore.

Poichè il fattore di rumore dello stadio *RF*, F, può essere espresso come P_N/P_{TH}, in cui P_N e la potenza del rumore riferita all'ingresso del transistore, si ha:

$$P_N = F P_{TH} \qquad [3]$$

assumendo che il rumore del secondo stadio e dei successivi sia piccola abbastanza da potersi trascurare.

Il rapporto segnale-disturbo si ha dalle equazioni [1], [2] e [3] ed è dato da:

$$\frac{P_S}{P_N} = \frac{\left[V_A \frac{C_A}{C_T} Q_{o1} \right]^2}{4\, k T R_o \Delta f F} \qquad [4]$$

Per un ricevitore che ha un detector lineare il rapporto segnale-disturbo all'uscita dell'amplificatore audio, $(P_S/P_N)_A$, è legato al rapporto segnale-disturbo dello stadio *RF* della relazionc

$$\left(\frac{P_S}{P_N} \right)_A = m^2 \frac{P_S}{P_N} \frac{\Delta f}{\Delta f_A} \qquad [5]$$

in cui m è la modulazione percentuale e Δf_A è la larghezza di banda totale del rumore del ricevitore. (Nel caso usuale in cui la larghezza di banda audio del ricevitore sia inferiore alla metà della larghezza di banda all'ingresso del detector, la larghezza di banda totale del rumore è doppia di quella audio).

Con un segnale modulato per il 30%. per ottenere un rapporto segnale-disturbo di 20 dB, $(P_S/P_N)_A = 100$, occorre una tensione di antenna:

$$V_A = \frac{10 \sqrt{4\, k T R_o \Delta f_A F}}{0{,}3 \frac{C_A}{C_T} Q_{o1}} \qquad [6]$$

come si ricava dalle equazioni [4] e [5].

Si deve notare chc l'equazione [6] sembra non essere dipendente dal rapporto spire o dal Q dinamico del trasformatore di antenna. Però il fattore di rumore del transistore, F, dipende dal rapporto spire poichè quest'ultimo determina l'impedenza della sorgente che pilota il transistore. Questa dipendenza è del tutto trascurabile quando l'impedenza della sorgente è adattata all'impedenza di ingresso del transistore. Ma già per un disadattamento di circa quattro a uno, in entrambe le direzioni, si ha un aumento di F di circa 2 dB, corrispondente a un incremento di circa 25 % del segnale richiesto per avere un rapporto segnale-disturbo di 20 dB.

Si può fare un confronto fra le caratteristiche del rumore di fondo di uno stadio *RF* a transistori e di uno a tubi elettronici, comparando l'equazione [6] con un'espressione simile, valida per uno stadio con un tubo elettronico. La fig. 1a mostra una connessione tipica di antenna in cui il primario del trasformatore di antenna della fig. 1b è connessa direttamente alla griglia.

Il fattorc del rumore del tubo, F_T, può essere espressa dalla equazione:

$$F_T = \frac{R_o + R_{eq}}{R_o} \qquad [7]$$

dove R_{eq} è la resistenza equivalente di rumore del tubo.

Per un pentodo tipico a interdizione lontana la resistenza equivalente di rumore è dell'ordine di 3000 ÷ 5000 Ω.

Per questo tipo di connessione a radio frequenza R_o è usualmente grande rispetto a 5000 Ω, e F_T è molto prossimo all'unità. Il segnale che occorre per avere un rapporto segnale-disturbo di 20 dB è allora:

$$V_A = \frac{10 \sqrt{4\, k T R_o \Delta f_A}}{0{,}3 \frac{C_A}{C_T} Q_{oi}} \qquad [8]$$

Fig. 2 - Stadio convertitore con antenna incorporata.

Confrontando le equazioni [6] e [8] si vede che lo stadio a *RF* con il tubo elettronico sarebbe $\sqrt{F}$ volte migliore che uno stadio a transistore.

Come esempio, consideriamo lo stadio *RF* di un ricevitore per cui i parametri siano $C_A = 30$ pF, $C_T = 100$ pF e $Q_{o1} = 70$. Il fattore di rumore del transistore è 6 dB, o 4 , e la larghezza di banda totale di rumore è 3 kHz. Sostituendo questi valori nella equazione [6]:

$$V_A = \frac{10 \sqrt{1{,}6 \times 10^{-20} \times 112 \times 10^3 \times 3 \times 10^3 \times 4}}{0{,}3 \times \frac{30}{100} \times 70} = 7{,}37\ \mu\text{V}$$

per un rapporto segnale-disturbo di 20 dB a 1 MHz.

1.2. - Antenna incorporata

Nei ricevitori con antenna incorporata frequentemente viene usato uno stadio mescolatore o convertitore. Un tale stadio viene mostrato in fig. 2a. Il circuito di antenna è costituito di un avvolgimento su un nucleo di ferrite *L*, un condensatore di sintonia *C*, e un avvolgimento secondario per la trasformazione di impedenza dall'antenna all'ingresso del transistore.

Nella fig. 2b è tracciato un circuito equivalente del circuito di fig. 2a, in cui e è la tensione indotta dal campo del segnale, r è la resistenza serie del trasformatore accordato, e R_i è la resistenza di ingresso del transistore.

In fig. 2c è rappresentata un'altra forma di circuito equivalente simile a quella di fig. 1b. La tensione V_A, corrispondente ad un rapporto segnale-disturbo di 20 dB, è data dalla equazione:

$$V_A = \frac{10 \sqrt{4\, k T R_o \Delta f_A F}}{0{,}3} \qquad [9]$$

che viene ricavata per esteso nell'Appendice II.

Dall'equazione [9] si può ricavare la tensione indotta:

$$e = \frac{10 \sqrt{4\, k T R_o \Delta f_A F}}{0{,}3\ Q_o} \qquad [10]$$

Usualmente il segnale di ingresso viene espresso in termini della intensità del campo, per cui l'equazione [10] diviene:

$$\text{Intensità di campo} = \frac{e}{h} =$$

$$= \frac{10 \sqrt{4\, k T R_o \Delta f_A F}}{0{,}3\ Q_o\ h} \qquad [11]$$

in cui h è la altezza efficace dell'antenna.

Le equazioni [10] e [11] valgono nell'ipotesi di un rapporto segnale-disturbo di 20 dB.

Nella fig. 2d è rappresentato un circuito equivalente per uno stadio convertitore con un tubo elettronico. Anche qui il primario del trasformatore di antenna è connesso direttamente alla griglia del tubo.

Il valore del fattore di rumore F, che si deve usare nella equazione [11], dipende dai parametri del circuito di ingresso e dal tipo di tubo e può essere determinato in base all'equazione [7].

Per un tubo convertitore tipico, R_{eq} è dell'ordine dei 150 ÷ 300 kΩ, e corrispondentemente F è dell'ordine di 1,5 ÷ 6 dB.

Come esempio di calcolo si possono considerare due ricevitori a batteria con antenna su nucleo di ferrite incorporata, uno avente il primo stadio mescolatore a transistore e l'altro un tubo pentagriglia convertitore. I seguenti dati si riferiscono ad entrambi i tipi di ricevitore. Il nucleo di antenna è costituito da un asta di ferrite di 1 cm di diametro e lunga 20 cm. Il condensatore variabile di sintonia ha un campo

(1) FREEDMAN, L. A., Design Considerations in the First Stage of Transistor Receivers, *RCA Review*, giugno 1957, XVIII, 2, pag. 145.

di variazione da 8 a 172 pF. L'altezza efficace dell'antenna è di circa 0,004 m a 1000 kHz (naturalmente questo valore è relativo al particolare materiale e all'induttanza del nucleo; si deve però notare che sebbene l'altezza efficace cresca con l'aumentare dell'induttanza, per un Q costante il rapporto $\sqrt{R_o/Q_o}h$, che appare nella equazione [11], rimane invariato). La larghezza di banda del rumore dei ricevitori è di 3 kHz.

Il ricevitore con il primo stadio a transistore ha un Q del circuito di antenna, senza carico di 200. Sostituendo tali valori nella equazione [11] si ha:

$$\text{Intensità di campo} = \frac{e}{h} = \frac{10\sqrt{1{,}6\times10^{-20}\times612\times10^{3}\times3\times10^{3}\ F}}{0{,}3\times200\times4\times10^{-3}}$$

$$= 226\sqrt{F}\ \mu V/m.$$

per un rapporto segnale-disturbo di 20 dB a 1 MHz.

Per un transistore che abbia un fattore di rumore di 6 dB l'intensità di campo per avere un rapporto segnale-disturbo di 20 dB è di 452 μV/m.

Nel secondo ricevitore vi è una 1R5, un tubo convertitore usuale nei ricevitori portatili a batteria, che ha una resistenza equivalente di rumore di circa 200 kΩ. Il Q di antenna senza carico è usualmente limitato a circa 100 per altre considerazioni circuitali (la reazione di segnale, la perdita ad alta frequenza nella risposta audio ecc. vengono aumentate da un Q alto).

a) Circuito equivalente di ingresso — b) Circuito equivalente interstadio

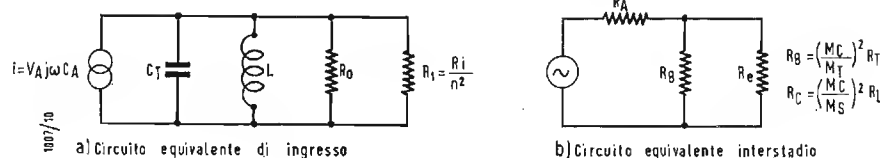



Fig. 3 - Circuiti equivalenti dello stadio RF di fig. 1.

Sostituendo i relativi valori nella equazione [11] si ha:

$$\text{Intensità di campo} = \frac{e}{h} = \frac{10\sqrt{1{,}6\times10^{-20}e\times306\times10^{3}\times3\times10^{3}\ F}}{0{,}3\times100\times4\times10^{-3}}$$

$$= 320\sqrt{F}\ \mu V/m$$

per un rapporto segnale-disturbo di 20 dB a 1 MHz.

Il fattore di rumore del tubo, come si può ricavare dalla equazione [7] è di 2,2 dB, quindi per avere un rapporto segnale-disturbo di 20 dB occorre una intensità di campo di 412 μV/m.

2. - PERDITE D'INSERZIONE E ATTENUAZIONE.

Nella fig. 3 sono riportati circuiti equivalenti per lo stadio RF della figura 1a: in base ad essi sarà più agevole fare considerazioni sulle perdite di

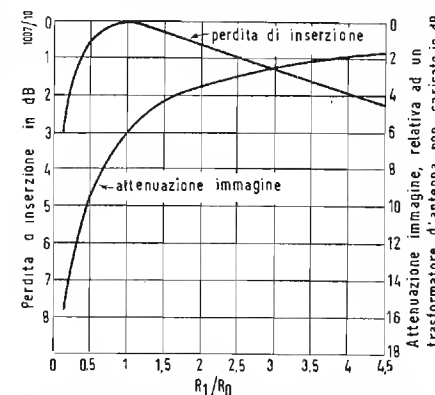



Fig. 4 - Andamento della perdita di inserzione e attenuazione immagine, in funzione nel rapporto R_1/R_o, per il circuito di antenna di fig. 1.

di inserzione e sulla attenuazione immagine. Nella fig. 3a la sorgente di tensione è rimpiazzata da una sorgente equivalente di corrente, i, e la resistenza di ingresso del transistore viene, riferita al primario del trasformatore e indicata con R_1. La potenza di ingresso nel transistore è:

$$P_1 = i^2 R_o^2 \frac{R_1}{(R_o + R_1)^2} \qquad [12]$$

che è massima quando $R_1 = R_o$ e assume il valore $i^2R_1/4$. Nella fig. 4 è mostrata la curva della potenza di ingresso, riferita alla potenza massima, in funzione del rapporto R_1/R_o (tale curva mostra anche l'andamento della perdita di inserzione).

Il Q dinamico del trasformatore di antenna, indicato con Q_1, è legato al Q senza carico dalla relazione:

$$Q_1 = \frac{1}{1 + \frac{R_o}{R_1}} Q_{o1} \qquad [13]$$

e il fattore di attenuazione immagine è, con buona approssimazione:

$$I = Q\left(\frac{f}{f_o} - \frac{f_o}{f}\right) \qquad [14]$$

dove f_o è la frequenza del segnale e f è la frequenza immagine.

L'andamento della attenuazione immagine è mostrata nella fig. 4, dove essa è riferita al suo valore massimo che si ha quando è $Q_1 = Q_{o1}$, cioè quando il trasformatore non è caricato.

Un significativo miglioramento dell'attenuazione immagine con un piccolo sacrificio della perdita di inserzione si ha quando il valore di R_1/R_o è maggiore di 1. Ad esempio per una variazione del rapporto R_1/R_o dal valore 1 a 2,5 si ha un miglioramento dell'attenuazione immagine di 3 dB con un peggioramento di meno di 1 dB della perdita di inserzione.

Nella fig. 3b si ha il circuito equivalente di uscita che consiste di un generatore accoppiato al carico per mezzo di un trasformatore accordato. Gli elementi R_A, R_B e R_C rappresentano rispettivamente la resistenza di uscita dello stadio RF, la resistenza del trasformatore accordato interstadio, e la resistenza di carico. Il massimo Q dinamico (massima attenuazione immagine) per una data perdita di inserzione si ha per la condizione $R_C = R_A$.

In queste condizioni la potenza nella resistenza di carico è:

$$P_2 = e^2 \frac{\left(\frac{R_B}{R_A}\right)^2}{R_A\left(2\frac{R_B}{R_A} + 1\right)^2} \qquad [15]$$

e il Q dinamico del trasformatore è:

$$Q_2 = \frac{1}{1 + 2\frac{R_B}{R_A}} Q_{o2} \qquad [16]$$

in cui Q_{o2} è il Q senza carico.

La perdita di inserzione, determinata dalla equazione 15, è mostrata nella fig. 5 in funzione di R_B/R_A.

La attenuazione immagine relativa a un trasformatore non caricato, il cui andamento è pure mostrato in fig. 5, si può ottenere dalle equazioni [14] e [16].

3. - ESEMPIO DI PROGETTO DI UNO STADIO RF.

Verrà considerato il progetto di uno stadio RF che fornisce caratteristiche di rumore quasi ottime e una attenuazione immagine di circa 66 dB, in un ricevitore che ha la media frequenza di 455 kHz

L'antenna e il trasformatore interstadio hanno entrambi un Q senza carico di 70.

La condizione migliore per il rumore di fondo (determinata sperimentalmente)

si ha quando il rapporto R_1/R_o è compreso nel campo di valori da 0,4 a 2,5. Per il nostro esempio assumiamo $R_1/R_o = 1{,}5$. Dalla fig. 4 si vede che

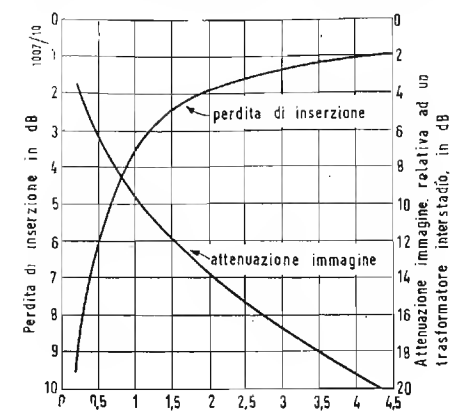



Fig. 5 - Andamento della perdita di inserzione e della attenuazione immagine, in funzione del rapporto R_B/R_A, per il circuito interstadio di fig. 1.

in queste condizioni l'attenuazione immagine è 4,3 dB al disotto del massimo. Il massimo dell'attenuazione immagine come si può calcolare dalla equazione [14] sarebbe 39,7 dB a 1000 kHz per un $Q = 70$.

Perciò il trasformatore di antenna fornisce una attenuazione immagine di 35,4 dB e una perdita di inserzione di 0,2 dB rispetto alla condizione di massima potenza di ingresso. La restante attenuazione immagine richiesta, cioè 30,6 dB, la si deve ottenere dal trasformatore interstadio. Questo è possibile con una perdita dell'attenuazione immagine di 9,1 dB a cui corrisponde (vedi fig. 5) un rapporto $R_B/R_A = 0{,}92$ e una perdita di inserzione di 3,8 dB

Le resistenze di adattamento del transistore RF sono di 250 Ω di ingresso e di 10000 Ω di uscita e un guadagno, con adattamento delle impedenze, di 30 dB; la resistenza di ingresso dello stadio mescolatore è di 500 Ω. La capacità necessaria per sintonizzare il trasformatore di antenna è 100 pF; la capacità che occorre per sintonizzare il trasformatore interstadio è di 500 pF. Da tali dati si può calcolare il rapporto spire di entrambi i trasformatori. La resistenza dinamica del trasformatore di antenna a 1000 kHz è:

$$R_o = Q_o X_{CT} = 70 \frac{1}{2\pi\, 10^{6}\times10^{-10}} =$$

Per il rapporto spire, n, del trasformatore di antenna:

$$1{,}5 = \frac{R_1}{R_o} = \frac{R_i}{n^2 R_o};$$

oppure:

$$n = \sqrt{\frac{R_i}{1{,}5\, R_o}}$$

Sostituendo in questa espressione i valori di R_i e R_o si ha:

$$n = \sqrt{\frac{250}{1{,}5\times112.000}} = \frac{1}{26}$$

assumendo il coefficiente di accoppiamento uguale ad 1.

Il rapporto spire del trasformatore interstadio può essere calcolato in modo simile. La resistenza dinamica a 1000 kHz è data da:

$$R_B = Q_{o2} X_C =$$

$$= 70 \frac{1}{2\pi\, 10^{6}\times5\times10^{-10}} = 22.400\ \Omega$$

Il rapporto spire dal collettore all'estremo del circuito accordato è dato da:

$$\frac{M_C}{M_T} = \sqrt{\frac{0{,}92\times10.000}{22.400}} = \frac{1}{1{,}56}$$

Il rapporto spire fra l'avvolgimento del collettore e il secondario:

$$\frac{M_C}{M_S} = \sqrt{\frac{10.000}{500}} = \frac{1}{0{,}224}$$

Il guadagno dello stadio RF dalla base del transistore RF alla base del mescolatore sarà:

$$30 - 3{,}8 = 26{,}2 \text{ dB}$$

Nella fig. 6 è nuovamente riportato il circuito di fig. 1a, con i valori dei vari rapporti spire.

Nel procedimento sopra esposto ci siamo limitati a considerare il funzionamento a 1000 kHz. Questo procedimento è soddisfacente solo se è buono il comportamento alle estremità della banda.

L'andamento relativo della attenuazione immagine ottenuta con due circuiti accordati entrambi senza carico o con carico costante (R_o/R_i e R_B/R_A costante) è mostrata in fig. 7a, curva A. Se la resistenza di ingresso e di uscita sono costanti nella banda di frequenze usata, i rapporti R_o/R_i e R_B/R_A non sarà più costante. Sia la perdita di inserzione sia la attenuazione immagine differiranno, agli estremi della banda, dai rispettivi valori di centro banda.

La perdita di inserzione aumenterà e le variazioni dell'attenuazione immagine diminuiranno, rispetto alle condizioni di carico costante, all'aumentare della frequenza. L'entità della variazione dipenderà dai valori di progetto di R_o/R_i e R_B/R_A e può essere ricavata dalle figure 4 e 5 con l'aiuto delle equazioni [11] e [15].

Le variazioni calcolate dell'attenuazione immagine e della perdita di inserzione, sulla banda di trasmissione per il circuito di fig. 6, sono mostrate fig. 7, curva B, nell'ipotesi che le resistenze di ingresso e di uscita del transistore siano costanti.

Notare in fig. 7b che, poichè si ha una variazione di sensibilità di circa $\pm$ 2 dB, il rapporto R_o/R_i varia da circa 0,54 a 1,6 rispetto al valore di centro banda, e si mantiene così entro i limiti definiti per un accettabile rumore di fondo.

Per la maggior parte dei transistori oggi disponibili le resistenze di ingresso e di uscita possono decrescere altrettanto rapidamente che R_o e R_B.

In tal caso allora la curva A di fig. 7 sarà una ottima approssimazione del funzionamento reale.

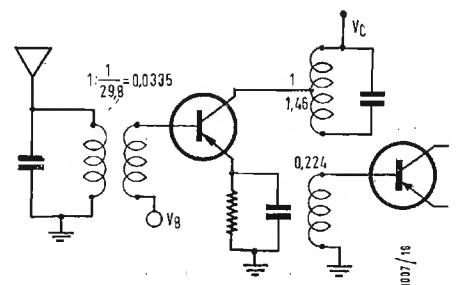



Fig. 6 - Esempio di progetto di uno stadio RF.

a)

b)

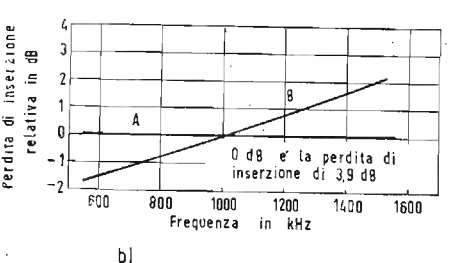
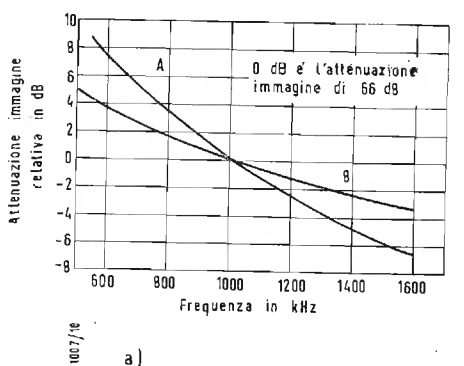



Fig. 7 - Attenuazione immagine e perdita di inserzione del circuito di fig. 6; *a*) con carico costante, *b*) con resistenze di ingresso e di uscita del transistore costanti.

4. - MINIMA PERDITA DI INSERZIONE PER UNA DATA ATTENUAZIONE IMMAGINE.

Sebbene il precedente sistema di progetto dia dei risultati soddisfacenti,

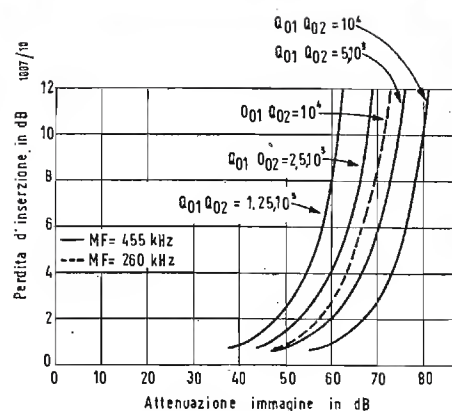



Fig. 8 - Minima perdita di inserzione in funzione dell'attenuazione immagine a 1000 kHz per il circuito di fig. 1.

è interessante considerare anche un altro procedimento.

La perdita di inserzione totale, l, nell'antenna e nel trasformatore interstadio, come si può ottenere dalle equazioni [11] e [14], è:

$$l = \frac{\left(\frac{R_o}{R_1} + 1\right)^2 \left(2\frac{R_B}{R_A} + 1\right)^2}{4\frac{R_o}{R_1}\left(2\frac{R_B}{R_A}\right)^2} \quad [17]$$

e la attenuazione immagine, ottenuta combinando le equazioni [13], [14] e [16] è:

$$I = \frac{1}{\frac{R_o}{R_i} + 1} \times \frac{1}{\frac{2R_B}{R_A} + 1} Q_{o1} Q_{o2} \left(\frac{f}{f_o} - \frac{f_o}{f}\right)^2 \quad [18]$$

I valori di R_o/R_1 e R_B/R_A che danno la minima perdita di inserzione per una data attenuazione immagine si possono ricavare dalle equazioni [17] e [18] e il procedimento è riportato per esteso nella Appendice III.

In fig. 8 sono mostrate le curve della minima perdita di inserzione in funzione della attenuazione immagine, come si possono ottenere dalla equazione [17], per vari valori del prodotto $Q_{o1}\,Q_{o2}$ e ad una media frequenza di 455 kHz. Una variazione da 2 a 1 del prodotto $Q_{01}\,Q_{02}$ causa una variazione di 6 dB nella attenuazione immagine, per una perdita di inserzione costante. Se tuttavia si deve tenere costante l'attenuazione immagine, caso che è il più frequente, la variazione della perdita di inserzione per una variazione del prodotto $Q_{oi}\,Q_{o2}$ dipende sia dal valore dell'attenuazione immagine sia della media frequenza. Come confronto è stata stracciata una curva per una media frequenza di 260 kHz. Si noti che la curva dei 260 kHz

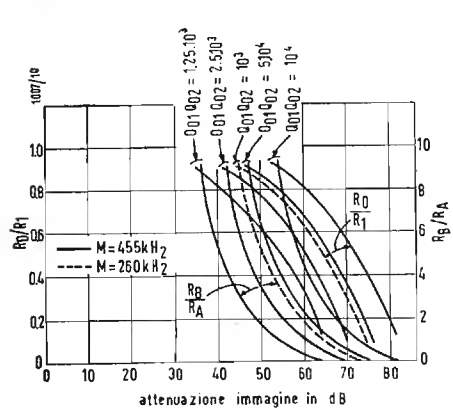



Fig. 9 - R_o/R_1 e R_B/R_A in funzione della attenuazione immagine (questi valori forniscono una perdita di inserzione minima a 1000 kHz per lo stadio RF di fig. 1).

indica una diminuzione dell'attenuazione immagine di 8,3 dB (a 1000 kHz) nei confronti della curva di 455 kHz, per lo stesso valore del prodotto $Q_{o1}\,Q_{o2}$. Corrispondentemente, in fig. 9 sono riportate delle curve di R_o/R_1 e R_B/R_A, in funzione della attenuazione immagine, da cui si possono ricavare i rapporti delle spire dei trasformatori. Riferendosi all'esempio di progetto svolto precedentemente per una media frequenza di 455 kHz e $Q_{o1} = Q_{o2} = 70$, la figura 8 indica una perdita di inserzione di 3,7 dB per una attenuazione immagine di 66 dB. I valori di R_o/R_1 e R_B/R_A, dalla figura 9, sono 0,505 e 1.05 rispettivamente.

Notare che questo valore di R_o/R_i è nei limiti prescritti per un accettabile valore del rumore di fondo.

I corrispondenti rapporti delle spire, determinati come nel precedente esempio, sono mostrati nel circuito di figura 10. Con questo procedimento di progetto si ha una trascurabile diminuzione (0,1 dB) della perdita di inserzione, rispetto al metodo precedente; altri valori del prodotto $Q_{o1}\,Q_{o2}$ e della attenuazione immagine possono dare differenze più notevoli.

Appendice I. - Potenza di segnale fornita da un'antenna capacitativa

Facendo riferimento al circuito equivalente di fig. 1b e con le notazioni del testo, la tensione di segnale al primario del trasformatore è data da:

$$V_S = V_A \frac{C_A}{C_T} Q_1$$

dove Q_1 è il Q dinamico (con carico) del trasformatore.

La tensione di segnale all'avvolgimento secondario è allora:

$$V_{S2} = nV_A \left(\frac{C_A}{C_T}\right) Q_1$$

e la potenza del segnale all'ingresso del transistore è:

$$P_S = \frac{(V_{S2})^2}{R_i} = \left(nV_A \frac{C_A}{C_T} Q_i\right)^2 \frac{1}{R_i}$$

Poichè il Q dinamico è legato al Q

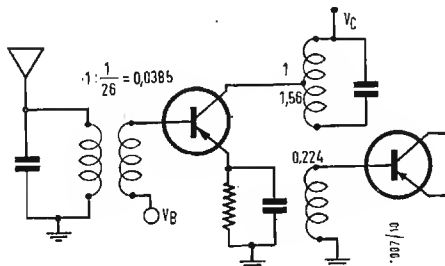



Fig. 10 - Esempio di progetto di uno stadio a RF, per una minima perdita di inserzione.

senza carico dalla relazione:

$$Q_1 = \frac{R_o\, R_i/n^2}{R_o + R_i/n^2} \times \frac{1}{\omega L} =$$

$$= Q_{o1} \frac{R_i}{n^2 R_o + R_i}$$

La potenza del segnale può essere espressa da:

$$P_S = \left(nV_A \frac{C_A}{C_T} Q_{o1} \frac{R_i}{n^2R_o + R_i}\right)^2 \frac{1}{R_i} \quad [1]$$

Appendice II. - Tensione di segnale necessario per un rapporto segnale-disturbo per una antenna incorporata.

Facendo riferimento al circuito equivalente di fig. 2c e usando le notazioni del testo, la tensione di segnale al primario del trasformatore è:

$$V_S = V_A \frac{R_i/n^2}{R_o + R_i/n^2} = V_A \frac{Q}{Q_o}$$

La tensione di segnale all'avvolgimento secondario è quindi $V_{S2} = n\,V_A\,Q/Q_o$, e la potenza all'ingresso del transistore è:

$$P_S = \frac{(V_{S2})^2}{R_i} = (nV_A\,Q/Q_c)^2 \times \frac{1}{R_i}$$

La potenza di rumore riferita all'ingresso del transistore:

$$P_N = 4KTn^2R_o\Delta f \left[\frac{R_i}{n^2R_o + R_i}\right]^2 \frac{1}{R_i} F$$

dove F è il fattore di rumore del transistore.

Per un rapporto segnale-disturbo in uscita di 20 dB e modulazione del 30%. si ha:

$$\left(\frac{P_S}{P_N}\right)_A = 100 =$$

$$= \frac{(0{,}3\ n\ V_A\,Q/Q_o)^2 \frac{1}{R_i}}{4\,kTn^2R_o\Delta f_A \left[\frac{R_i}{n^2 R_o + R_i}\right]^2 \frac{1}{R_i} F}$$

Quindi:

$$V_A = \frac{10\sqrt{4\,k\,TR_o\,\Delta f_A\,F}}{0{,}3} \quad [9]$$

Appendice III. - Minima perdita di inserzione per una data attenuazione immagine.

L'equazione [18] del testo è:

$$I = \frac{1}{\frac{R_o}{R_1} + 1} \times \frac{1}{\frac{2R_B}{R_A} + 1} Q_{o1} Q_{o2} \left(\frac{f}{f_o} - \frac{f_o}{f}\right)^2 \quad [18]$$

che può essere scritta:

$$\frac{R_o}{R_1} + 1 = \frac{\left(\frac{f}{f_o} - \frac{f_o}{f}\right)^2}{I} Q_{o1}\, Q_o \frac{1}{\frac{2\,R_B}{R_A} + 1}$$

Introducendo una costante C:

$$C = \frac{\left(\frac{f}{f_o} - \frac{f_o}{f}\right)^2}{I} Q_{o1}\, Q_{o2}$$

che dipende dalla richiesta attenuazione immagine, dalla media frequenza dai Q in assenza di carico, l'equazione [18] diventa:

$$\frac{R_o}{R_1} + 1 = \frac{C}{\frac{2\,R_B}{R_A} + 1}$$

Sostituendo nella equazione [17]

$$l = \frac{C^2}{4} \frac{1}{(R_o/R_1)} \frac{\left[\frac{R_o}{R_1} + 1\right]^2}{\left[C - \frac{R_o}{R_1} - 1\right]^2} \quad [17a]$$

Differenziando queste equazioni, ed eguagliando l'espressione che ne risulta a zero, si può ricavare il valore di R_o/R_1 a cui corrisponde il minimo valore di l, cioè:

$$\frac{R_o}{R_1} = \frac{-(C+2) + \sqrt{C^2 - 8C}}{2}$$

e il corrispondente valore di R_B/R_A è

$$\frac{R_B}{R_A} = \frac{C}{-(C+2) + \sqrt{C^2+8C}} - \frac{1}{2}$$

La perdita minima per un dato valore di C, si ha quindi dalla Equazione [17a]

$$l = \frac{C^2}{2} \frac{[-C + \sqrt{C^2 + 8C}]^2}{[-(C+2)+\sqrt{C^2+8C}]\ [3C - \sqrt{C^2+8C}]^2}$$

(dott. Idalgo Macchiarini)

Studio degli effetti dei terremoti sui reattori nucleari

La Commissione americana per l'Energia Atomica (AEC) ha assegnato alla Lockheed Aircraft Corporation un contratto di 100.000 dollari per lo svolgimento di ricerche sugli eventuali effetti dei terremoti sui reattori nucleari. L'indagine sarà utilizzata per la preparazione di un manuale da parte della Commissione sugli effetti dei movimenti tellurici sui reattori che servirà di guida alle imprese industriali del settore nucleare.

Nello stesso tempo, l'AEC ha assegnato 59 nuovi contratti ad università ed enti di ricerca privati per lo svolgimento di ricerche della durata di un anno sui problemi di particolare interesse ai fini dell'utilizzazione di pace dell'energia nucleare. *(u.b.)*

Gomma sintetica speciale per missili

La B.F. Goodrich (U.S.A.) ha ideato un composto di gomma sintetica che, resistendo perfettamente al freddo e a temperature superiori a quella del suo punto di vulcanizzazione, è particolarmente adatta per applicazioni missilistiche.

Il primo impiego per il nuovo materiale è rappresentato da una membrana leggera e flessibile adoperata nelle condutture di alimentazione del missile controaereo Boeing «Bomarc». Utilizzato come rivestimento per un diaframma di tessuto di nailon, il materiale si piega senza fratture a —40 °C, mentre alle elevate temperature che si sviluppano in conseguenza dell'attrito con l'aria sul missile in volo, si mantiene flessibile e non tende ad attaccarsi tra i suoi strati o al serbatoio metallico del propellente liquido sul quale esso è montato.

Lo speciale composto di gomma non risente del combustibile liquido entro il quale è immerso e resiste al deterioramento provocato dalle muffe e dall'umidità in ambienti tropicali, consentendo pertanto prestazioni immutate in tutti i climi. *(u.s.)*

tubi e transistori

(segue da pag. 76)

trolitica, ideato e messo a punto per questo particolare scopo.

Il deposito di indio è parimenti effettuato mediante processo elettrolitico, sul bastoncino animato da un movimento di rotazione.

Per l'applicazione degli elettrodi terminali, cioè l'anodo ed il catodo nonchè il montaggio di tutto il dispositivo su un normale supporto-custodia di transistore, si ricorre a noti e comuni procedimenti tecnologici. Già sin d'ora si può prevedere una larga produzione di *tecnetron*. Ciononondimeno, preseguono gli studi e le ricerche per la creazione di un *tecnetron* di potenza e di un altro tipo destinato a frequenza altissime (U.H.F.). Si stanno altresì studiando e sperimentando dei montaggi e circuiti speciali anch'essi destinati alle altissime frequenze. Comunque l'ultima parola non è ancora detta poichè la tecnica del *tecnetron* è suscettibile di possibili ulteriori sviluppi.

E. Aisberg

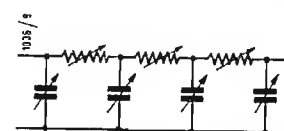



Fig. 6 - Schema elettrico equivalente del tecnetron, che può essere considerato come una resistenza ed una capacità variabile, distribuite

Ancora sui Satelliti Artificiali della Terra*

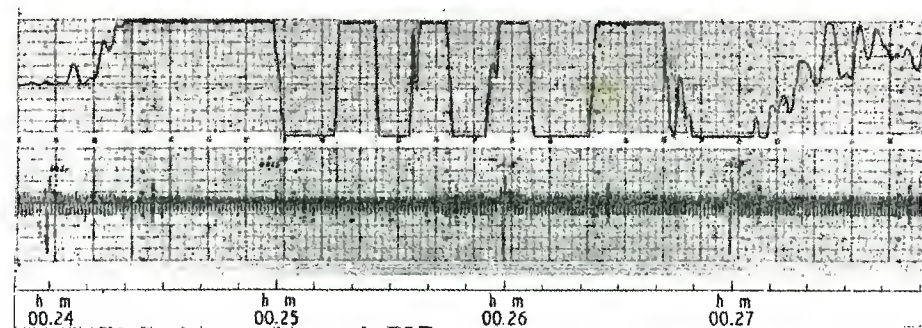



Fig. 1 - Registrazione dell'uscita di un interferometro. Segnale dello Sputnick I a 40 MHz. La forma d'onda più bassa è il segnale marca tempo.

Ascolto dei Primi Segnali Trasmessi da oltre la Jonosfera

Il 5 OTTOBRE scorso il mondo della radio fu messo in agitazione allorquando i Russi annunciarono di aver lanciato nello spazio il loro primo satellite. In tale occasione la B.B.C. ha impiegato la sua stazione di ascolto di « Tatsfield », la D.S.I.R. il suo centro di Slough e la G. P. O. le sue stazioni di misura di Baldock e di Banbury. Nello stesso tempo i radio astronomi di « Cambridge » e « Jodrell Bank » lavoravano accanitamente onde realizzare un'apparecchiatura atta ad eseguire misure precise sulla posizione del satellite, mentre analoghe misure venivano iniziate presso i laboratori della « Royal Aircraft » e della « Royal Radar ».

Nessuno in quel momento era preparato nel campo delle frequenze di 20 MHz e 40 MHz poichè tutti si aspettavano che per primo fosse lanciato il satellite americano impiegante una frequenza di 108 MHz. Comunque questo stato di impreparazione non avrebbe dovuto esistere in quanto la Rivista russa *Radio* già nel giugno del 1957 [1] comunicava tale gamma di frequenze. Tale pubblicazione era ufficialmente notificata alla « Royal Society » nel mese di agosto. In particolare il numero di giugno di tale rivista conteneva due articoli indirizzati ai radioamatori onde poter effettuare l'ascolto dei segnali emessi dal satellite. Il primo dei due articoli così iniziava:

« Nel corso dell'Anno Geofisico Internazionale è intenzione dell'U.R.S.S. lanciare un numero di satelliti artificiali della terra equipaggiati con radio-trasmettitori. L'ascolto di tali segnali potrà fornire dati riguardanti la struttura della ionosfera e consentire di determinare con accuratezza la grandezza, la forma e la posizione delle orbite dei satelliti ed inoltre di trarre delle conclusioni sugli eventi che potranno capitare ai satelliti stessi nel corso del loro volo ».

Il secondo articolo menziona l'impiego di due radio-trasmettitori: « aventi frequenze di circa 20 MHz e 40 MHz e potenza un watt circa. Questi trasmettitori funzioneranno continuamente per un lungo periodo di tempo, limitato naturalmente dalla durata delle sorgenti di alimentazione ».

E più avanti: « I segnali emessi dai satelliti saranno simili a quelli telegrafici aventi una durata da 0,05 a 0,7 secondi. I due trasmettitori funzioneranno in alternanza ciclica ».

Noi ora sappiamo che la durata reale dell'impulso è di circa 0,3 secondi per ambedue le frequenze nel primo satellite e per la frequenza di 20 MHz nel secondo. Le frequenze in realtà sono di 20,005 MHz e di 40,002 MHz. Le due frequenze di 5 kHz e 2 kHz servono probabilmente per generare due frequenze di battimento con gli oscillatori locali di 20 MHz e 40 MHz delle stazioni riceventi a terra.

Sappiamo che la sfera in lega di alluminio del primo satellite reca quattro antenne lunghe 2,4 e 2,9 metri. La potenza delle batterie installate nello Sputnik I può essere valutata a 10 ÷ ÷ 30 W.

Il secondo satellite, secondo fonte russa, contiene un'apparecchiatura telemetrica per misure di temperatura, pressione, raggi cosmici, radiazioni elettromagnetiche del sole nella gamma delle onde corte, degli ultravioletti e dei Röntgen e inoltre vari parametri fisiologici del cane presente nel satellite.

1. - FREQUENZA DI RIPETIZIONE DEGLI IMPULSI.

Per lo « Sputnik I » i russi hanno dichiarato che il rapporto fra la durata degli impulsi e l'intervallo fra di essi è stato modulato come anche « la frequenza dei messaggi telegrafici ». Che ciò si riferisca alla radio frequenza od alla frequenza di ripetizione degli impulsi non è chiaro.

La B.B.C. al suo centro di Tatsfield ha notato un graduale aumento nella frequenza di ripetizione da 108 impulsi per minuto a 150 sulla frequenza di 20 MHz.

2. - ELEMENTI DELL'ORBITA.

« Poichè l'orbita è ellittica, l'altezza del satellite sulla terra » — così dice l'articolo della Rivista citata *Radio* — « varierà durante una rivoluzione di esso; il punto per cui l'altezza è massima è chiamato apogeo, mentre quando essa è minima il punto è detto perigeo. Allo scopo di determinare completamente la forma, la grandezza e la posizione dell'orbita di un tale satellite è sufficiente conoscere cinque differenti grandezze: l'altezza del perigeo, l'altezza dell'apogeo, l'inclinazione dell'orbita (cioè l'angolo formato dal piano che ontiene l'orbita con il piano equatoriale della terra), la distanza fra i nodi (cioè l'angolo che la linea intersecante il piano orbitale e l'equatore forma con una linea celestiale nota giacente nel piano equatoriale) e, infine, la distanza angolare fra il perigeo e il nodo ».

« Queste grandezze sono denominate gli elementi dell'orbita; esse forniscono i dati fondamentali onde poter determinare il numero di rivoluzioni in un periodo di 24 ore. Esse devono essere determinate il più sovente possibile onde accertarsi delle variazioni che possono avvenire nell'orbita del satellite prima che esso raggiunga il momento in cui precipitando si disintegri ».

« ...Il piano orbitale del satellite non partecipa della rotazione della terra mentre gli osservatori naturalmente seguono la rotazione della terra da ovest a est... Durante il tempo di una rotazione del satellite artificiale (di circa 1,5 ore) un osservatore dislocato sull'equatore si troverà spostato rispetto al satellite di 2500 km verso est; un secondo osservatore posto ad una latitudine di 45° si sarà spostato di 1760 km, mentre un terzo osservatore a 60° di latitudine si sposterà di 1000 km. I limiti al nord ed al sud per l'osservazione sono determinati dall'inclinazione dell'orbita del satellite. Durante ogni periodo di 24 ore il satellite compie 16 rivoluzioni attorno alla terra in modo tale da tessere una regolare rete sulla superficie della terra ».

« Il tempo durante il quale è possibile da un dato punto della terra captare un segnale del satellite sarà determinato dalla velocità di esso (8 km al sec) e dalla maggiore distanza dalla quale è possibile ricevere il segnale trasmesso. Il tempo sarà di alcuni minuti ».

Il termine « alcuni minuti » dell'ultima riga dell'articolo russo è illustrato praticamente in fig. 1 che è la prima registrazione dei segnali dello « Sputnik I » rilevati all'osservatorio radio-astronomico della Mullard a Cambridge. Esso occupa un tempo totale di 5 minuti. Questa registrazione rappresenta l'uscita di un ricevitore alimentato da un sistema di antenne del tipo interferometrico.

I due dipoli spaziati, vedi fig. 2, forniscono un diagramma di interferenza costituito da lobi multipli (fig. 3). I segnali emessi dal satellite e captati dall'antenna passano evidentemente da un massimo ad un minimo come è indicato nella registrazione.

Ad una certa altezza sopra la terra una vista planare dei minimi fra i lobi di fig. 3 assume un andamento iperbolico come è indicato in fig. 4. La reale posizione di tali linee è stabilita dalla conoscenza della geometria e dalla posizione geografica del sistema di antenne. In particolare si può per ogni diversa altezza sulla terra rappresentare l'andamento di tali iperboli. In tal modo mediante gli intervalli di tempo fra i minimi indicati nella fig. 1 e la velocità nota del satellite è possibile calcolare una serie di punti appartenenti ad una retta che interseca il sistema di iperboli (fig. 4).

Misure di questo tipo sono state eseguite non solamente a Cambridge, ma anche dalla « Royal Radar Establishment ». Inoltre sono state eseguite delle misure sulla variazione della frequenza per « effetto Doppler ». I risultati di tali misure sono serviti per determinare la velocità del satellite e anche per ottenere una certa correlazione con il metodo interferometrico. Riportiamo quanto pubblica la « Radio » in merito all'effetto « Doppler ».

« L'effetto Doppler è legato alle variazioni di frequenza che si manifestano quando il trasmettitore ed il ricevitore si muovono reciprocamente in senso opposto l'uno all'altro. Il noto principio dice che quando la sorgente delle onde e la stazione ricevente si avvicinano la frequenza osservata è più alta di quella emessa. Inversamente se invece di avvicinarsi si allontano ».

La velocità di avvicinamento o di allontanamento viene a variare in accordo ad una speciale conformazione che tiene conto dell'andamento ellittico dell'orbita del satellite. La velocità in relazione alla stazione ricevente viene a variar esecondo l'angolo della sezione particolare dell'orbita che è legato alla dislocazione del punto di osservazione. Quando l'angolo fra la direzione del moto del satellite e la direzione dell'onda ricevuta dalla stazione è maggiore di 90° il satellite incomincia ad allontanarsi dalla stazione stessa: la velocalità di questo moto di recessione aumenta gradualmente e raggiunge l suo massimo prima che il segnale scompaia. In fig. 5 è rappresentato l'andamento della frequenza del segnale al passare del tempo ».

A Cambridge le misure delle variazioni di frequenza sono state eseguite misurando la frequenza di 40,002 MHz con una eterodina avente un oscillatore a 40 MHz e paragonando la nota di battimento con un segnale equivalente generato da un oscillatore campione variabile.

Il paragone è stato eseguito sia mediante l'ascolto, sia mantenendo la figura di Lissajous costante su di un oscilloscopio. Le letture sono state eseguite ad intervalli di 3 secondi.

Mediante la misura per effetto Donpler e con il metodo interferometrico si è determinato l'inclinazione dell'orbita con una precisione entro ± 10 minuti di arco, il periodo di rotazione entro ± 0,3 secondi e le altezze dell'apogeo e del perigeo entro ± 10 chilomeri.

3. - L'IMPIEGO DEI RADAR.

Il centro di « Jodrell Bank » operava con due radar. Il primo sulla frequenza di 36 MHz ed una potenza di picco di 10 kW con una durata di impulso di 150 μsec ed una cadenza di 75 impulsi al sec. Il secondo sulla frequenza di 120 MHz ha una potenza di picco pure di 10 kW con una curata di impulso di 2 msec ed una cadenza di 10 ÷ 20 per sec.

Il pennello irradiato dal paraboloide, avente un diametro di 75 m circa, ha un'ampiezza angolare calcolata di circa 2° ÷ 3° a 120 MHz e di circa 8° a 36 MHz, mentre i guadagni a queste frequenze sono rispettivamente di 6500 e 600. Un più sottile pennello è stato impiegato a Malvern: solamente 0,5° di ampiezza angolare alla frequenza di 3000 MHz.

Alla stazione D.S.I.R. di Slough e a quella di Tatsfield della B.B.C. sono state eseguite delle misure destinate a determinare la massima distanza alla quale i segnali del satellite erano cap-

(il testo segue a pag. 95)

Fig. 2 - Schema di un sistema interferometrico.

Fig. 3 - Diagramma polare del sistema di fig. 2.

Fig. 4 - Vista polare della sezione di un piano orizzontale con quello di fig. 3 per una data altezza dalla terra. Le iperboli rappresentano i minimi fra i lobi.

Fig. 5 - Variazione della frequenza ricevuta in funzione del tempo per effetto Doppler.

(1) Si rinvia il lettore a: CZECZOTT, O., Metodi ed impianti raccomandati nell'URRS per la ricezione dei segnali dei satelliti e per la determinazione del loro passaggio, « *l'antenna* », gennaio 1958, XXX, 1, pag. 40.

(*) Artificial Satellites of the Earth *Wirelees World*, dicembre 1957, 63, 12, pag. 574.

Dispositivo per la Prova dei Transistori*

1. - INTRODUZIONE.

Lo studio completo delle caratteristiche di un transistore a giunzione si può fare solo con una lunga serie di misure che richiedono molti strumenti, alcuni dei quali molto complicati. Nei casi in cui non interessa una indagine approfondita di tutti i particolari può quindi essere molto utile uno strumento semplice con il quale determinare le caratteristiche fondamentali. Dovrebbe essere uno strumento di uso industriale, senza troppe pretese di precisione e dovrebbe indicare se un transistore è stato danneggiato o verificare se i suoi parametri sono compresi entro i limiti di una produzione normale.

Una delle caratteristiche più importanti di un transistore è il guadagno di corrente. Perciò lo scopo principale per il quale fu costruito lo strumento che stiamo per descrivere è quello della misura del guadagno di corrente in corto circuito con emettitore a massa α'. Si è trovato che il circuito per questa misura si può con leggere modifiche adattare anche alla misura della corrente di dispersione del collettore e della tensione di inversione del collettore sempre nel collegamento con emettitore a massa.

Per semplicità nella progettazione dello strumento si sono considerate solo misure in corrente continua. Ciò va bene per la corrente di dispersione e per la tensione di inversione che sono dei parametri statici, ma il guadagno di corrente è un parametro che dipende dalla pendenza e che varia con la frequenza. Perciò la misura in corrente continua deve essere valutata con le dovute riserve, tuttavia essa può dare un'idea del comportamento del transistore in molte applicazioni.

Fig. 1 - Caratteristica I_c/I_b per un transistore con emettitore a massa.

2. - LA MISURA DEL GUADAGNO DI CORRENTE.

Il guadagno di corrente in corto circuito base-collettore per segnali piccoli è uguale alla pendenza della curva I_c/I_b, è cioè dato dalla relazione (fig. 1):

$$\alpha' = \left(\frac{\partial I_c}{\partial I_b}\right)_{V_c}$$

dove I_c e I_b sono le correnti del collettore e della base e V_c è la tensione costante del collettore. La relazione fra la corrente del collettore e quella della base è quasi lineare di modo che la misura di α' può essere fatta anche con delle variazioni finite di corrente. La misura di α' si riduce in pratica alla misura della corrente del collettore prodotta da una corrente di base nota.

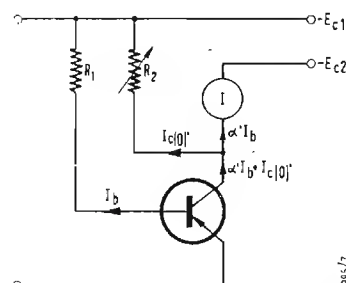
Uno strumento inserito nel circuito del collettore del transitore indicherà sia la corrente di dispersione del collettore sia la vera corrente del collettore a meno che la prima non sia compensata. Questa compensazione può essere fatta come nella fig. 2 shuntando la corrente continua con il potenziometro R_2. Questa resistenza va regolata per ogni transistore in modo da avere nello strumento una indicazione nulla nel caso di corrente di base zero. (La regolazione è esatta quando il valore di R_2 è uguale a $(E_{c1}-E_{c2})/I_c(0)'$, ma in pratica non è necessario conoscere il valore della corrente di dispersione per regolare R_2).

La corrente di base si applica solo dopo che il circuito è stato regolato con R_2 ed allora lo strumento indica la corrente del collettore. In pratica con un commutatore la corrente di base viene fissata a 10 μA, 100 μA, 1 mA, 10 mA 25 mA ed il valore di fondo scala dello strumento è regolato su una corrente cento volte superiore a quella di base in modo che se la sua scala è segnata da 0 a 100 si può leggere direttamente il valore di α'.

Fig. 2 - Misura del guadagno di corrente α'.

Eseguendo la misura a vari valori di I_b si può avere un'idea della variazione di α' con la corrente.

Occorre però stare attenti a non scaldare troppo il transistore.

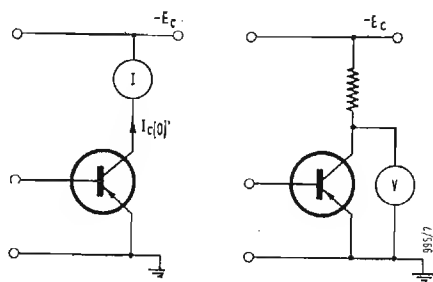



Fig. 3 - Misura della corrente di dispersione del collettore.

Fig. 4 - Misura della tensione di inversione d collettore.

3. - LA MISURA DELLA CORRENTE DI DISPERSIONE DEL COLLETTORE.

La corrente di dispersione del collettore è la corrente che passa nel transistore quando non c'è corrente di base (fig. 1) Essa varia poco con la tensione del collettore e quindi può essere misurata direttamente inserendo nel circuito del collettore uno strumento come è indicato nella fig. 3.

Lo strumento ha una sorgente di tensione di collettore controllabile e l'amperometro ha valori di fondo scala di 100 μA, 1 mA, 10 mA, 100 mA, 1 A, 2,5 A.

Le portate al di sopra dei 10 mA sono usate solo per la misura del guadagno di corrente α'.

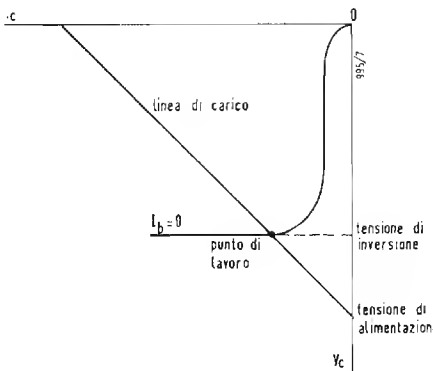



Fig. 5 - Caratteristica I_c/V_c con corrente d base nulla con emettitore a massa e linee d carico.

(*) A Transistor Tester, *Electronic Applications Bulletin*, XVII, 2, pag. 72.

rassegna della stampa

4. - LA MISURA DELLA TENSIONE D'INVERSIONE DEL COLLETTORE.

In molti transistori questa misura è difficile perchè l'inversione è graduale. Nella costruzione del nostro dispositivo abbiamo perciò adottata la seguente definizione empirica:

« *La tensione di inversione del collettore di un transistore è la tensione collettore-emettitore che si ha con corrente di base zero e con il collettore alimentato da una tensione moderatamente elevata attraverso una bassa resistenza* ».

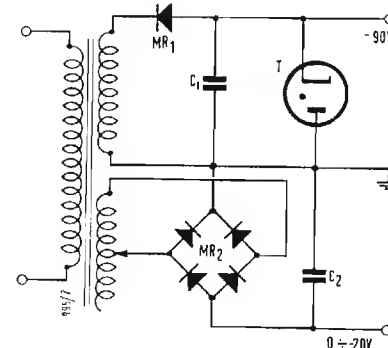



Fig. 6 - Alimentatore per il prova-transistori

Il metodo di misura di questo parametro secondo questa definizione è più che ovvio ed è rappresentato dalla fig. 4. In pratica la resistenza e la tensione vengono commutate tre volte per avere delle misure in tre campi diversi.

Il parametro definito nel paragrafo precedente è la tensione nel punto di lavoro della fig. 5. Si vede chiaramente che si ha un errore nella misura se la resistenza è troppo elevata o la tensione troppo bassa perchè in questo caso la linea di carico interseca la caratteristica I_c/V_c nel tratto curvo. Però anche se ciò dovesse succedere la tensione misurata sarebbe minore della vera tensione di inversione. La misura è errata ma nel senso della sicurezza. (Facciamo notare che un transistore non deve normalmente lavorare troppo vicino alla tensione di inversione perchè, come si vede dalla fig. 5, la curva comincia a piegarsi già ad una tensione minore).

5. - ALIMENTATORE.

La regolazione della corrente nella misura del guadagno di corrente rende necessarie due tensioni negative.

Inoltre per rendere costante la corrente di base una tesione deve essere stabilizzata e l'altra deve essere abbastanza elevata da permettere la misura della tensione di inversione. Infine poichè la corrente del collettore può arrivare fino a 2,5 A una delle due sorgenti deve essere capace di fornire questa corrente.

Nel nostro dispositivo abbiamo utilizzato lo schema della fig. 6. La sorgente A è a —90 V e fornisce fino a 25 mA, la sorgente B è variabile da 0 a —20 V e può dare 2,5 A con le tensioni più basse.

6. - IL CIRCUITO COMPLETO.

Lo schema completo si vede nella fig. 7.

Le due sorgenti di tensione utilizzano i raddrizzatori MR_1 e MR_2. La rete è protetta da due fusibili e l'interruttore a levetta SC permette di staccare rapidamente l'alimentazione nel caso che passi attraverso il transistore una corrente troppo elevata.

Il condensatore C_1 serve a filtrare l'alta tensione che è mantenuta costante dallo stabilizzatore T. L'alimentatore è progettato in modo che la corrente derivata da questa tensione non può mai essere elevata.

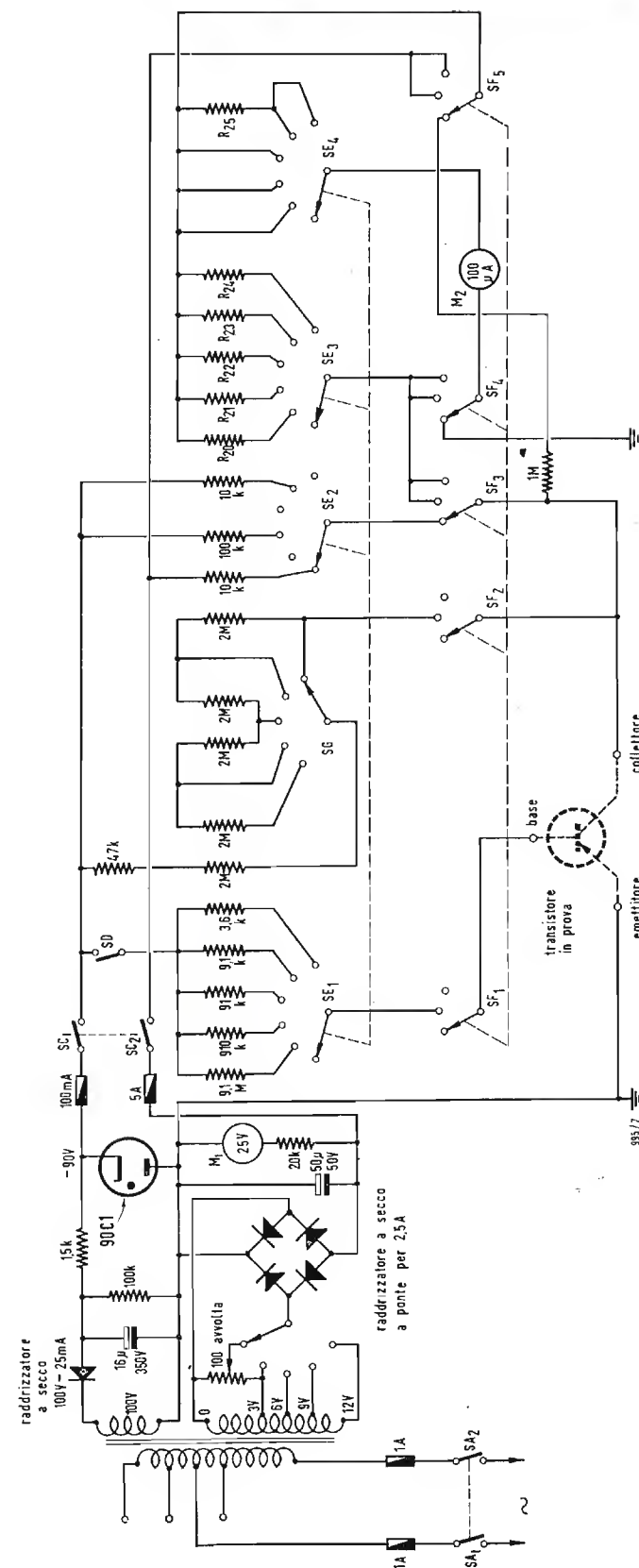



Fig. 7 - Schema completo del prova-transistori

La bassa tensione è regolabile. Il secondario del trasformatore è provvisto di prese intermedie che sono

inserite dal commutatore SB. Il campo di tensione più bassa è reso regolabile continuamente con il potenziometro R_1.

Per spianare la bassa tensione basta il condensatore C_2. Le indicazioni del voltmetro M_1 sono 0 ÷ 4 V, 9 V, 14 V e 19 V.

Con la bassa tensione si deve fare attenzione a non superare la corrente ammessa per i vari campi che è indicata nella Tabella I. Con una corrente elevata si ha una forte caduta di tensione ma ciò non ha importanza perchè non occorre fare la misura ad una tensione determinata.

Il commutatore SF serve a determinare il circuito per la misura dei tre parametri. Nella posizione della fig. 7 si misura la tensione di inversione, nella posizione centrale il guadagno di corrente e nella terza posizione la corrente di dispersione.

Tutte le caratteristiche si leggono nello strumento M_2, le resistenze da R_{19} a R_{25} servono per variare la sua scala. Le resistenze da R_5 a R_9 controllano la corrente di base nella misura del guadagno e l'interruttore SD serve ad interrompere questa corrente durante la regolazione a zero della corrente del collettore. Questa regolazione si esegue con il potenziometro R_{11} e con il commutatore SD. Il carico per la misura della tensione di inversione è costituito dalle resistenze da R_6 a R_{18}. La portata dello strumento per questa misura si varia con il commutatore SE.

7. - MODO D'IMPIEGO.

Il tasto SC deve essere premuto solo quando tutte le manopole sono predisposte per la misura che si vuole eseguire. Non deve essere premuto durante le commutazioni perchè si possano avere delle correnti transistorie troppo elevate.

7.1. - Misura della tensione d'inversione.

Il commutatore SE deve essere regolato per una corrente di collettore non superiore a quella ammessa per il transistore. La tensione di inversione si legge direttamente su M_2.

La dissipazione nel transitore in prova dipende dalla forma e dalla posizione della caratteristica I_c/V_c.

Il valore indicato dalla ,manopola di SE stabilisce la massima dissipazione possibile.

Per il campo da 2,5 mW il collettore è alimentato dalla bassa tensione variabile. Si deve allora aumentare la tensione fino a che l'indicazione dello strumento non aumenta più. Il campo da 2,5 mW serve fino ad una tensione di 10 V. Per i campi da 25 e 250 mW si usa l'alta tensione con le due resistenze di carico R_{17} e R_{18}. I campi più elevati danno le misure più precise ma occorre fare attenzione a non rovinare il transistore.

7.2. - Misura della corrente di dispersione.

Di solito la corrente di dispersione dei transistori varia da 100 μA a 1 mA. Però all'inizio il commutatore deve essere posto nella posizione di 1 mA di fondo scala per lo strumento. Il valore di $I_c(0)'$ indicato in questa posizione suggerisce il valore di fondo scala che si può usare senza pericolo.

Se la tensione di inversione non è nota si deve usare una tensione di collettore bassa, se la tensione di inversione è nota si deve usare una tensione minore.

7.2. - Misura del guadagno di corrente.

La tensione del collettore deve essere sempre minore della tensione di inversione e la scala dello strumento deve essere scelta tenendo presente la potenza dissipata ammessa.

Per la regolazione dello zero si deve dapprima aprire SD. In questa regolazione si deve fare attenzione a non ridurre eccessivamente il valore di R_2 per non avere una corrente inversa troppo forte nello strumento. All'inizio SG ed R_{11} devono essere girati tutti a destra. Poi si ruota all'indietro SG fino a che resta una piccola corrente e si completa l'azzeramento agendo su R_{11}. Poi si chiude SD e si legge direttamente il valore di α'.

Il commutatore indica il valore di fondo scala per la corrente del collettore in modo che è possibile conoscere le condizioni della misura.

Le portate sono indicate nella tavola II e se per esempio con un valore di fondo scala di 10 mA si legge 47 significa che la corrente di base è di 100 μA e la corrente di collettore di 4,7 mA. Però per conoscere la corrente totale che passa per il collettore si deve aggiungere a questo valore la corrente di dispersione.

Tabella I — Portate per le varie posizioni di *SB*

Posizioni	1	2	3	4	5
Tensione	0 ÷ 4 V	4 V	9 V	14 V	19 V
Corrente max	0.01 A	2,5 A	1.0 A	0.5 A	0.5 A

Tabella II — Portate per le varie posizioni di *SE*

Posizioni	1	2	3	4	5
Corrente di base	0,01 mA	0,1 mA	1 mA	10 mA	25 mA
Corrente di collettore (*)	1 mA	10 mA	100 mA	1 A	2,5 A

(*) Con indice in fondo scala $\alpha' = 190$.

Impiego dei Transistori come Relè*

In certe condizioni un transistore a giunzione può servire come un relè per aprire o chiudere un circuito. Per avere una bassa potenza di comando si usa lo schema con emettitore a massa. Se la base ha una polarizzazione positiva il transistore non è praticamente conduttore e si ha solo una piccola corrente di base e di collettore $I_{c(o)}$, in questo caso l'alta tensione è applicata quasi interamente al collettore. Se la base è sufficientemente negativa il transistore si comporta praticamente come un corto circuito, tutta la tensione del collettore viene applicata al carico e la corrente è limitata dal carico stesso.

In tutte e due le condizioni la potenza dissipata nel collettore è minima rispetto a quella trattata, ma nel passaggio da una condizione all'altra si possono avere dei periodi di transizione in cui si ha una forte dissipazione di corrente nel collettore, soprattutto se l'impulso di comando ha dei tempi di salita e di caduta lenti e se il carico è reattivo.

Affinchè il transistore raggiunga la condizione di corto circuito la corrente di base deve essere regolata per un valore che darebbe senza carico una corrente di collettore superiore a quella che si ha con il carico. Questo dato si può ricavare dalle tabelle fornite dal costruttore. Occorre osservare però che il guadagno di corrente statico, dipende dal valore della corrente di collettore. Per es. per l'OC 76 che è il transistore perferito per questo impiego il guadagno è 22 per una corrente di collettore di 125 mA e solo 15 per una corrente di 250 mA. Per quanto riguarda la tensione di base: un valore di 0,7 V basta per una corrente di collettore di 125 mA.

(*) Transistors in Relay Switching Circuits «Electronic Applications Bulletin», XVII, 2, pag. 77.

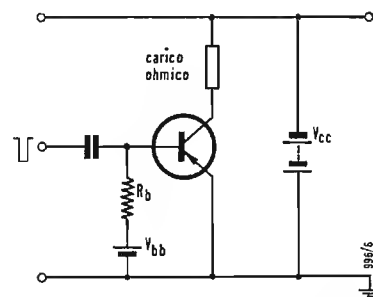



Fig. 1 - Inserzione di un transistore come relè.

Fig. 3 - Circuito di un transistore usato per il comando di un relè.

Il transistore in condizioni di corto circuito ha una bassa caduta di tensione interna e ciò permette il passaggio di forti correnti senza pericolo. Nelle tabelle è dato anche il valore limite ammesso. Si deve però fare attenzione che nel passaggio da una condizione all'altra non si abbiano delle potenze dissipate troppo elevate e di durata troppo lunga.

1. - TRANSITÒRI.

1.1. - Carico ohmico.

Nella fig. 1 si vede il circuito tipico di un transistore usato come relè e la fig. 2 mostra le forme d'onda dell'impulso di comando, della corrente e tensione del collettore e della potenza dissipata. Si vede che anche con un impulso a ferma esattamente rettangolare si hanno dei picchi di potenza dissipata dovuti al tempo finito di aumento e di diminuzione della corrente di collettore.

La corrente del collettore continua anche dopo l'inversione dell'impulso a causa dei vuoti della base. È infatti la corrente di base che tende a riempire tutti questi vuoti e la caduta di tensione ai capi della resistenza R_b ritarda il blocco del tratto emettitore-base. Perciò il tempo in cui continua a passare la corrente di collettore dopo la fine dell'impulso dipende dal valore della resistenza R_b. Riducendo R_b e aumentando V_{bb} si ottiene un più rapido azzeramento della corrente del collettore ed una minore dissipazione di potenza. Ciò è più facile da ottenere se la base viene controllata con una tensione fissa, perchè se è controllata con una corrente il valore di R_b deve essere elevato.

Se R_b è alta si può rimediare collegando in parallelo ad essa un condensatore il cui valore deve essere tale che la carica $1/2\ I_c t_h$ che si accumula durante il tempo t_h in cui passa la corrente di riempimento dei vuoti produca una tensione piccola rispetto alla caduta di tensione che si avrebbe altrimenti in R_b.

1.2. - Carico reattivo.

Con carico reattivo si hanno altri effetti. Con un carico capacitivo il transitorio più importante è quello all'inserzione, infatti si ha una forte corrente di carica quando ancora il collettore si trova al potenziale di rete. Con un carico induttivo le cose vanno bene all'inserzione perchè la caduta di tensione ai capid ell'induttanza si oppone alla tensione di alimentazione. Però alla disinserzione si ha un forte picco che viene a trovarsi in serie con la tensione di alimentazione in modo che si può anche superare la massima tensione ammessa per il tratto colletore emettitore. Si ha perciò una elevata potenza dissipata.

2. - CARICO COSTITUITO DA UN RELÈ.

Se il transistore comanda un relé il carico è induttivo. Nel circuito della fig. 3 il carico è un relé postale (tipo 3000) con una resistenza di 250 Ω. Con una tensione di —6V si possono quindi

Fig. 2 - Forme d'onda in un transistore usato come relè con carico ohmico: *a*) impulso in entrata, *b*) corrente di collettore, *c*) tensione di collettore, *d*) potenza dissipata nel collettore.

Fig. 4 - Forme d'onda in un transistore che ha come carico un relè da 250 Ω: *a*) tensione di base, *b*) corrente di collettore, *c*) tensione di collettore (il tempo di caduta del relè è esagerato)

Fig. 5 - Riduzione del picco di tensione: *a*) diodo in parallelo al relè, *b*) diodo collegato ad una sorgente a bassa impedenza, *c*) diodo con in serie una resistenza.

Fig. 6 - Forme d'onda con un condensatore in parallelo al relè: *a*) tensione di base, *b*) corrente di collettore, *c*) tensione di collettore.

avere 6/250 = 24 mA che sono superiori ai 15 mA necessari per fare attirare il relé.

Con la massima corrente il transistore è sicuramente in stato di conduzione. La massima tensione ammessa per il collettore è $V_c = -13$ V.

Nella fig. 4 si vedono le curve della tensione e della corrente. Questa ultima si è misurata ai capi della piccola resistenza R_1. Durante l'inserzione la tensione del collettore aumenta rapidamente fino a quasi la tensione di base. La corrente di collettore cresce invece lentamente con una costante di tempo L/R. Però alla disinserzione si genera un picco di tensione negativa di circa —90 V, quindi molto superiore ai —13 V nominali ammessi. La tensione di picco massima ammessa nel caso del OC76 vale —30 V.

3. - RIDUZIONE DEL PICCO DI TENSIONE.

I metodi con cui si può pensare di ridurre questo picco sono tre:

a) diodo in parallelo al relé;

b) condensatore in parallelo al relé;

c) termistore sempre in parallelo al relé.

3.1. - Diodo.

Esso va collegato in modo che la corrente che si ha alla disinserzione trovi in esso una via di uscita. Nella fig. 5-a si vede la curva della tensione del collettore con un diodo al germanio 0A73 in parallelo al relé. Il picco di tensione è eliminato ma il tempo di caduta del relé aumenta da 5 a 55 ms (ginocchio nella curva di tensione). Collegando il diodo ad una sorgente di tensione a bassa impedenza si ottiene una caduta in 16 ms. La tensione di questa sorgente (—12 V) deve essere tale da non permettere alla tensione del collettore di diventare più negativa della massima tensione collettore-emettitore ammessa (—13 V nel nostro caso). Nel caso del OC76 con il valore di —30 V si potrebbe ottenere una caduta ancora più rapida.

Se questa sorgente a bassa impedenza non è disponibile si può ridurre il tempo di caduta con una resistenza in serie al diodo. Nel nostro caso con una resistenza di 220 Ω che è tale da non fare superare la massima tensione di picco ammessa si ottiene un tempo di caduta di 30 ms (fig. 5-c).

3.2. - Condensatore.

Le curve relative si vedono nella fig. 6. Per ridurre il picco di tensione a —13 V si deve usare un condensatore di ben 8μF. Perciò all'atto dell'inserzione si ha una forte corrente di carica che coincide con una elevata tensione del collettore, quindi il condensatore è molto meno efficace del diodo.

3.3. - Termistore.

Non è facile trovare dei termistori adatti a queste basse tensioni e a queste medie correnti. Perciò non è il caso di parlarne. Tuttavia si può dire che il tempo di caduta che si potrebbe ottenere è dell'ordine di quello che si ha con il diodo collegato ad una sorgente a bassa impedenza.

G. B.)

sulle onde della radio

La televisione in Francia

Il raggruppamento delle stazioni TV in Francia alla data del 1° dicembre era il seguente:

Stazioni	Video MHz	Pot. kW	Audio MHz	Pot. kW
Paris	185,25	20	174,10	5
Besancon	203,45	0,05	214,60	0,01
Bourges	190,30	20	201,45	5
Caen	52,40	20	41,25	5
Dijon	199,70	0,05	188,55	0,012
Grenoble	199,70	1	188,55	0,25
Lille	185,25	20	174,10	2
Lyon	164,00	0,2	175,15	0,032
Marseille	186,55	20	175,40	5
Metz	173,40	10	162,25	2,5
Mulhouse	186,55	10	175,40	2,5
Nancy	177,15	0,2	188,30	0,05
Nantes	65,55	0,1	54,40	0,05
Nice	173,40	3	162,25	0,5
Pilat	212,85	20	201,70	5
Reims	164,00	0,1	175,15	0,05
Rennes	164,00	0,1	175,15	0,05
Rouen	199,70	10	188,55	2,5
Saint Etienne	186,55	0,05	175,40	0,01
Strasbourg ..	164,00	3	175,15	0,75
Toulon	203,45	0,05	214,50	0,01

Questo raggruppamento dovrebbe essere stato completato entro la fine dell'anno scorso dall'entrata in servizio delle seguenti stazioni:

Stazioni	Video MHz	Pot. kW	Audio MHz	Pot. kW
Bordeaux ...	199,70	0,5	188,55	0,13
Pic du Midi ..	164,00	0,5	175,15	0,13
Puy de Dôme	173,40	10	162,25	2,5
Cherbourg ...	212,85	0,05	201,70	0,015
Le Havre	177,15	0,05	188,30	0,015

Nessuna altra stazione potrà essere messa in servizio durante l'anno '58 ad eccezione di alcune stazioni satelliti di minima potenza e ciò dovuto a difficoltà sorte per il blocco dei prezzi. Le stazioni che seguono potranno entrare in funzione non prima dell'anno 1959: Limoges, Nantes e Reims (definitiva), Amiens, Cognac, Le Mans, Tours, Carcassonne, Bastia, Vannes, Verdun, Pic-du-Midi (definitiva).

Lussemburgo

Radio Lussemburgo II su 1439 kHz irradia con una potenza di 350 kW. Essa è in parallelo con Lussemburgo ad onda corta su 6090 kHz.

Nord Viet Nam

« Radio Hanoi » inizia i suoi programmi regolari alle ore 23.00. Ha notizie in francese dettate dalle 23.00 alle 23.15 e inglese dalle ore 23.15 alle 23.30 seguite da una lezione di lingua russa per i vietnamiti fino alle ore 23.45.
Frequenze adoperate: 6105, 7422, 9460, 9890, 12011, 15020 kHz.

Perù

« Radio Libertad » opera su 4910 kHz (0.45 kW) e 1160 kHz (1 kW) nominativi OAX2H e OAX2C dalle ore 13.00 alle 05.00. Pregano di inviare rapporti di ricezione: Casilla Postal 247, Trujillo.

Senegal

« Radio Dakar » usa lavorare su 5938 kHz invece che su 5960 per evitare interferenze con Radio Roma.

Siria

I programmi diretti all'Europa da Radio Damasco sono stati accorciati. Ora il programma si può ascoltare su 15165 kHz dalle ore 20.30 alle ore 21.30. Il programma in lingua francese avviene alle ore 20.30 seguito da musica e dal programma in lingua inglese alle ore 21.15. La frequenza di 7145 kHz viene usata per il programma in lingua araba dalle ore 18.10 alle ore 21.30 in relais con le onde medie.

Svizzera

Dal 1° settembre la Radio Svizzera ha cambiato alcune frequenze per i propri programmi ad onde corte. Il programma diretto all'Africa in tedesco, francese ed italiano viene irradiato su 21520 kHz (13,94 - HER 8)

Tangeri

« IBRA-Radio » ora lavora su 9900, 11342, 14850 kHz dalle 18.00 alle 21.45. WTAN « The voice of Tangier » ora lavora su 9415 kHz in tutti i tempi di trasmissione con la frequenza nominale di 9485 kHz. Questo è dovuto per forti interferenze di una stazione anti-egiziana su 9487 kHz.

U.R.S.S.

« Radio Novosibirsk » è stata ascoltata su 15422 kHz attorno alle ore 06.30. Annuncia di emettere anche sulle frequenze di 5116 e 272 kHz. Fino alle ore 06.00 essa è in relais con Mosca per il programma diretto al lontano oriente poscia fino alle 07.00 trasmette programmi locali in Burjatico e Tunguse. L'annuncio della chiusura è alle 07.00. « Radio Stalinabad » lavora su 9180 kHz dalle 16.00 alle 17.00.

***

Sulla frequenza di 7270 (circa 41,27 m) dalle ore 20.30 alle ore 21.30 si possono ascoltare gli annunci di Radio Erivan (Repubblica Sovietica dell'Armenia).

(Micron)

Ancora sui Satelliti Artificiali

(segue da pag. 89)

tabili. Con lo Sputnik I i segnali sono stati ricevuti per circa 30 ÷ 35 minuti, ciò suggerì che essi provenissero ben oltre l'orizzonte ottico. La distanza è stata stimata di circa 6400 chilometri. La spiegazione probabile di ciò è che le onde trasmesse dal satellite fossero rifratte dalla ionosfera in modo tale da piegarle attorno alla curvatura della terra.

La ionosfera è senza dubbio responsabile del lieve e curioso pre-segnale alla frequenza di 20 MHz che normalmente precedeva quello principale. Sulla frequenza di 40 MHz ciò non avveniva.

4. - INTENSITÀ DEL SEGNALE.

Con il primo satellite l'intensità del segnale si è mantenuta occasionalmente sui 35 μV/m per i primi giorni, ma per la maggior parte del tempo si è mantenuta al livello del disturbo. Il segnale dello Sputnik II è stato invece più debole a causa della sua maggior distanza.

Le variazioni registrate dell'intensità del segnale offre uno dei più complessi aspetti della trasmissione dei segnali del satellite.

Secondo quanto dice il periodico *Nature* le variazioni cicliche dell'intensità del segnale possono dipendere da tre fatti e cioè: *a*) rotazione del diagramma di irradiazione delle antenne del satellite per effetto di « spin » del satellite stesso; *b*) variazioni della polarizzazione in ogni piano componente del segnale trasmesso a causa dell'effetto di « spin » del satellite; *c*) variazione della polarizzazione causata dalla rotazione di Faraday nella ionosfera a causa del campo magnetico terrestre. Il numero di giugno della rivista russa *Radio* commentava:

« Per alcune posizioni dell'antenna del satellite può avvenire che le onde captate dal ricevitore siano polarizzate circolarmente, mentre per altre posizioni si può avere una polarizzazione lineare ».

Onde poter separare tali effetti gli osservatori di Cambridge avevano realizzato antenne riceventi con piani di polarizzazione mutualmente perpendicolari. È stato trovato che i diagrammi di evanescenza per le due antenne differenti di fase di 90° dimostrano che la rotazione del piano di polariazzione è una delle cause più importanti delle fluttuazioni del segnale. Onde distinguere fra la rotazione dovuta allo « spin » e quella dovuta all'effetto Faraday sono state eseguite delle misure sulla periodicità dell'evanescenza per le due frequenze di 20 e 40 MHz. Infatti la rotazione Faraday è proporzionale al quadrato della lunghezza d'onda e quindi l'evanescenza è più rapida per la frequenza di 20 MHz. L'evanescenza per effetto di « spin » del satellite è invece indipendente dalla frequenza.

Inoltre gli osservatori di Cambridge hanno potuto determinare che lo « spin » dello Sputnik I è di sette rivoluzioni al minuto e che l'effetto dello « spin » è sentito anche sull'effetto « Doppler ».

Le misure circa la rotazione di Faraday hanno un grande valore per lo studio della ionosfera. Infatti la densità di elettroni della ionosfera è di grande interesse. L'angolo di rotazione del piano di polarizzazione dell'onda trasmessa determinato dal numero totale di elettroni incontrati lungo il suo percorso. Conseguentemente durante la traettoria del satellite la lunghezza di essa varia come anche il numero di elettroni. Ciò produce una variazione dell'angolo di rotazione della polarizzazione e quindi una variazione dell'intensità del segnale ricevuto a terra.

Conoscendo la traettoria del satellite e l'inclinazione del campo magnetico terrestre rispetto alla linea « di volo » delle onde trasmesse è possibile determinare la variazione del numero di elettroni avuta.

5. - RIFRAZIONE DELLA IONOSFERA.

Citiamo nuovamente la rivista *Radio*: « Ci si deve ricordare che i segnali ricevuti dal satellite devono passare attraverso la ionosfera e quindi sono soggetti ad una doppia rifrazione: una entrando e una uscendo.

La quantità di rifrazione subita dalle onde dipende dalla lunghezza d'onda cosicchè dai molti dati ottenuti dai centri di ascolto è possibile trarre delle conclusioni sulla composizione degli strati alti dell'atmosfera terrestre ».

(dott. ing. Giuseppe Rebora)

Anno Nuovo, Vita Nuova

(segue da pag. 49)

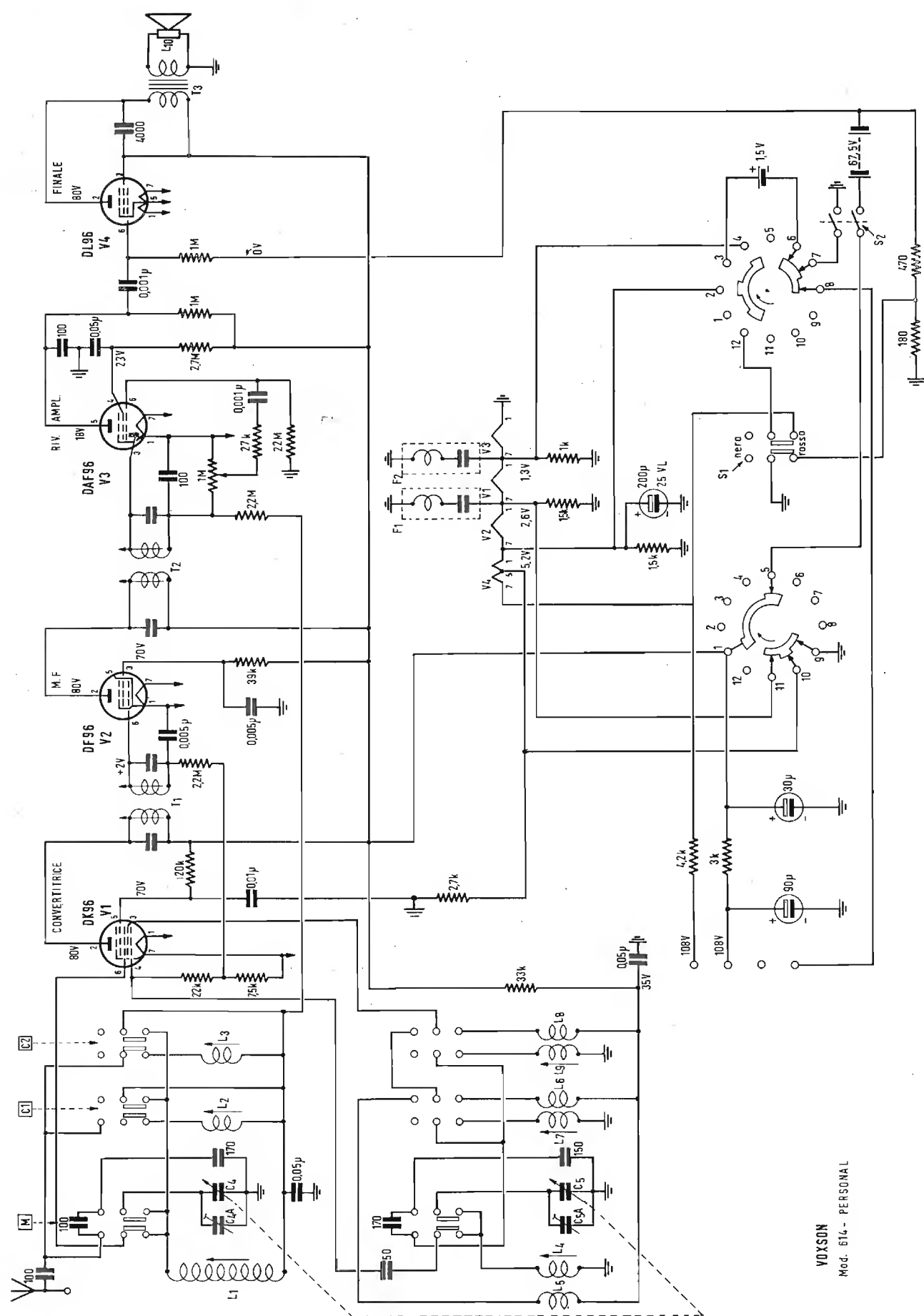
Non bisogna dimenticare che dietro la TV ha ragione di vita un vasto ed importante settore di attività nazionale; vi è tutta una industria ed un commercio con centinaia di migliaia di lavoratori direttamente od indirettamente interessati.

La TV non si chiude nella breve cerchia della R.A.I. e dei suoi abbonati; la TV in Italia, come tutti i Paesi ove è in atto, coinvolge una importante aliquota della vita materiale e pertanto il suo sviluppo e le sue sorti fanno seriamente considerare sotto questo profilo sociale.

Ed è compito dell'organo di categoria oggi ufficialmente riconosciuto, l'ANIE, di agitare e discutere questi problemi con le competenti Autorità del Governo nell'intento di eliminare le cause che si frappongono ad una espansione della TV, francamente, apertamente, deponendo scrupoli o timori di evitare o riuscire sgraditi al tale o tal'altro Ente o alla tale o tal'altra personalità.

E' in giuoco l'avvenire e le sorti di tutto un importante settore industriale ed ogni mezzo lecito deve essere impiegato per raggiungere la meta desiderata. Non v'è chi non veda la evidente stonatura dell'attuale regime monopolistico della TV in Italia. Un inconveniente tecnico, un guasto agli impianti dell'unica rete trasmittente, uno sciopero del personale, cosa già verificatasi in parecchie occasioni, priva completamente gli utenti italiani dal servizio TV.

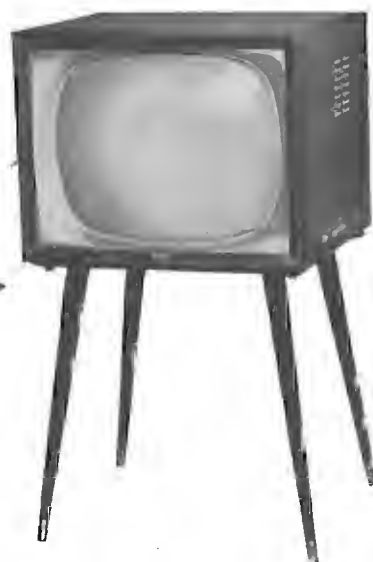
Già in una serie di precedenti articoli in questa medesima sede editoriale, ho messo in evidenza quanto anacronistica ed ormai superata nel tempo sia l'attuale formula di concessione del servizio di televisione in Italia. Occorre rompere ogni indugio e passare decisamente all'azione per salvare le sorti della nostra TV oggi paralizzata dalle remore del presente sistema. E non si può dire nemmeno che ci si trovi impreparati ad affrontare un nuovo assetto TV con due o più Enti concessionari in concorrenza. Sul piano preparatorio organizzativo della TV commerciale privata si è intensamente lavorato in questi ultimi tempi e posso assicurare che nel breve giro di sette o otto mesi dell'ottenimento della concessione almeno un primo gruppo di emittenti regionali potrebbe iniziare le trasmissioni. Tutti i numerosi problemi tecnici inerenti a questo nuovo piano di servizio TV, sono stati già accuratamente studiati e risolti. Nè ci si può accusare di faciloneria od ingenuità. Chi scrive queste note è un veterano, anzi un pioniere della tecnica delle radio diffusioni e della TV, con un'esperienza ultra ventennale nel campo del « broadcasting » radio e televisivo nazionale ed internazionale. Ma soprattutto ciò che ci anima ed incoraggia ad agire è l'intenso desiderio di trarre la nostra TV dal critico frangente attuale.

A. Banfi

SCHEMA ELETTRICO DEL RADIORICEVITORE PORTATILE VOXSON, MOD. 614 SUPERDINGHY

VOXSON
Mod. 614 - PERSONAL

52/2 serie anie 5 valvole
62/1 serie anie 6 valvole
63/15 classe anie 6 valvole MA-MF
74/1 classe anie MA-MF
76/4 alta fedeltà MA-MF

Stagione 1957|58

RADIO

62/2 fono consoletta MA
63/16 fono tavolo MA-MF
74/2 fono tavolo MA-MF
76/5 fono tavolo MA-MF ***alta fedeltà***
76/6 fono pavimento MA-MF ***alta fedeltà***

TS 12 televisore 17"
TS 15 televisore 17"
TS 58 televisore 21"
TS 82 televisore 24"

Rappresentante Generale TH. MOHWINCKEL - Via Mercalli 9 - Milano

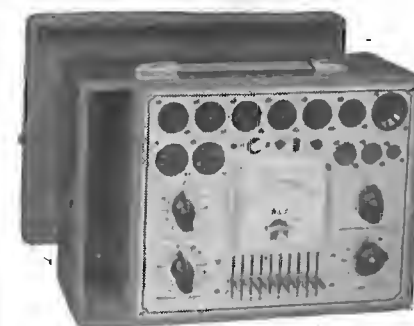
A. L. I.

AZIENDA LICENZE INDUSTRIALI

FABBRICA APPARECCHI E MATERIALI RADIO TELEVISIVI
ANSALDO LORENZ INVICTUS
MILANO - VIA LECCO, 16 - TEL. 221.816 - 276.307 - 223.567

Ansaldino 5 valvole onde medie e corte L. 7.000

Valigetta con Ansaldino 1° e motorino a 3 vel. L. 22.000

Ansaldino a modulazione comando a tastiera e ascolto programma TV separato L. 22.500

Provavalvole completo di tutti gli zoccoli per Radio-TV - subminiatur e adattore per la prova a tubi R.C. L. 28.000
lo stesso con analizzatore 20.000 ohm/volt L. 42.000

Analizzatore megaohmetro capacimetro misur. d'uscita mod. 621 (20000 ohm/volt)
Strumento ad ampio quadrante mm. 125x98

Dimensioni 205x135x90 L. **18.000**
Borsa L. **1.000**

10.000 ohm/Volt tascabile L. 7.500
20.000 ohm/Volt tascabile L. 10.000
con astuccio L. 700 in più

ANTENNE TELEVISIVE • CAVI ED ACCESSORI PER IMPIANTI ANTENNE TV • STRUMENTI DI MISURA E CONTROLLO RADIO E TV • VALVOLE E RICAMBI RADIO E TV

Ai rivenditori: televisore 21" 90° 18 valvole "Invictus" L. 105.000 + TR

non corrode la punte dei saldatori

FILO AUTOSALDANTE

3

anime deossidanti resina esente da cloro

massima velocità di saldatura

sviluppo minimo di fumo

ENERGO ITALIANA

VIA CARNIA, 30
TEL. 287.166
MILANO

LESA S. p. A. - MILANO - VIA BERGAMO N. 21

Solamente i competenti, purchè disinteressati, possono confermare che gli equipaggi fonografici

LESA

sono universalmente riconosciuti i migliori

La LESA è in Europa la più antica e la più rinomata fabbrica costruttrice di Equipaggi Fonografici. I primi Equipaggi Fonografici con motore ad induzione e rivelatore ad alto rendimento venivano costruiti in Europa dalla LESA nel 1929

GLI UTENTI ESIGANO CHE LE LORO APPARECCHIATURE FONOGRAFICHE VENGANO SEMPRE EQUIPAGGIATE CON PRODOTTI

ORGAL RADIO

DI ORIOLI & GALLO

COSTRUZIONE APPARECCHI RADIO ● PARTI STACCATE

Modello FM. 583

Supereterodina a 6 valvole noval: ECC.85, EF.85, ECH.81, EABC.80, EL.84, EZ.80 - Onde corte, medie e gamma M.F. da 88-100 Mc. - Presa fono - Altoparlante elittico - Alimentazione in c.a. per tensioni da 110 da 150/105 a 220 V. - Commutazione di gamma a tastiera - Mobiletto in materiale plastico - Dimensioni: cm. 32x21x14.

MILANO - Viale Montenero, 62 - Tel. 585.494

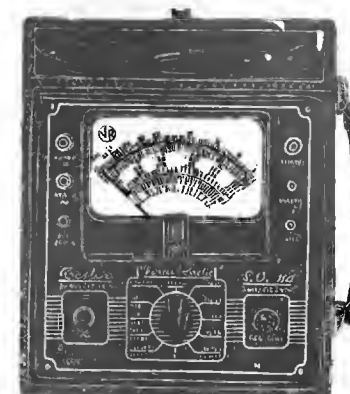
Abbonamento annuale L. 3.500 + 70 i.g.e.

Abbonamento abbinato L. 5.000 + 100 i.g.e.

Abbonamento annuale L. 2.500 + 50 i.g.e.

alta fedeltà

VORAX RADIO - Viale Piave, 14 - Tel. 79.35.05 - MILANO

Minuterie viterie pezzi staccati per la Radio e la Televisione - Strumenti di misura

NUOVO TESTER S.O. 114 a 20.000 OHM per Volt
Massima sensibilità - Gran precisione

Strumento a bobina mobile da 50 μA
Arco della scala mm. 100 - Flangia mm. 125 x 100

CAMPI DI MISURA
- V. c. c. 10 - 50 - 250 - 1000 - 5000 V. (20.000 Ohm/V.)
- V. c. a. 10 - 50 - 250 - 1000 - 5000 V. (5.000 Ohm/V.)
- A. c. c. 100 micro A. - 10 - 100 - 500 mA.
- Ohm: 2 kOhm - 200 kOhm - 20 Mohm con alimentazione a pile.
- Fino a 400 Mohm con alimentazione esterna da 120 a 160 V. c. a.
- Decibel da —3 a + 55.

Dimensioni: mm. 240 x 210 x 90
Peso netto: Kg. 1.750

Dimensioni: mm. 240 x 180 x 130
Peso netto: Kg. 4.200 circa

OSCILLATORE MODULATO S. O. 122
preciso, stabile
INDISPENSABILE PER IL RADIORIPARATORE

Modulato a 400 cicli p/s. oppure non modulato - Possibilità di prelevare una tensione a B. F. e di modulazione con tensione esterna - Manopola a demoltiplica da 1 a 6 - Scala a grande raggio - Valvole: oscillatrice-modulatrice 6SN7 più una raddrizzatrice.

GAMME D'ONDA:

A da 147 a 200 KHz	E da 1,4 a 3,5 MHz		
B da 200 a 520 KHz	F da 3,5 a 9 MHz		
C da 517,5 a 702 KHz	G da 7 a 18 MHz		
D da 0,7 a 1,75 MHz	H da 10,5 a 27 MHz		

Dimensioni: mm. 240 x 180 x 130
Peso netto: Kg. 4 circa

VOLTMETRO a VALVOLA S.O. 300

Voltmetro a c. c.
(impedenza di entrata 11 Megaohm)
5 - 10 - 100 - 500 - 1000 V

Voltmetro a c. a.
(impedenza di entrata 3 Megaohm)
5 - 10 - 100 - 500 - 1000 V

Ohmetro:
da 0,2 Ohm a 1000 Megaohm in 5 portate diverse.

Lettura a centro scala: 10 - 100 - 1000 - 10.000 Ohm e 10 Megaohm.

Scaffalature metalliche smontabili

Montaggi e smontaggi rapidissimi
Possibilità di modifiche o adattamenti
Linearmente semplici ed eleganti
Inalterabilità e durata illimitata
Elevate caratteristiche meccaniche

Impianti per: Magazzini - Depositi Industriali - Negozi - Uffici Archivi

CHIEDETE OPUSCOLI

VALVOLE
VALVOLE
VALVOLE
VALVOLE
VALVOLE
VALVOLE

TUBI T.V.

ACCESSORI RADIO E T.V.

SCONTI ECCEZIONALI

PHILIPS - TELEFUNKEN
FIVRE - MARCONI
R.C.A. - SILVANIA - DUMONT
TRANSISTORI

RADIO ARGENTINA - ROMA

VIA TORRE ARGENTINA, 47 - TELEF. 565.989

RICHIEDERE OFFERTA

STOCK-RADIO

VIA P. CASTALDI 20 - MILANO

nuovi televisori di dimensioni ridotte

A RICHIESTA INVIAMO GRATIS listino prezzi e catalogo illustrato

Solaphon mod. 521/MA - MF

al prezzo di un normale ricevitore a modulazione d'ampiezza

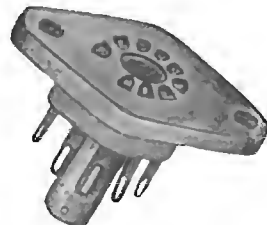
Supereterodina 6 valvole più occhio magico - Onde corte, medie e gamma modulazione di frequenza da 87-100 Mc - Altoparlante ellitico - Potenza d'uscita 3,5 watt - Presa fono - Alimentazione corrente alternata per tensioni 110 125 - 140 - 160 - 220 Volt - Mobile elegante con finiture metalliche.

Dimensioni: cm. 43 x 23 x 30.

PRIMARIA FABBRICA EUROPEA

D SUPPORTI PER V-LVOLE RADIOFONICHE

SUVAL

di G. GAMBA

ESPORTAZIONE IN TUTTA EUROPA ED IN U.S.A. - FORNITORE DELLA «PHILIPS»

Sede: MILANO - Via G. DEZZA 47 - TELEF. 44.330 - 48.77.27
Stabilim.: MILANO - Via G. Dezza 47 - BREMBILLA (Bergamo)

TERZAGO TRANCIATURA S.p.A.

Milano - Via Taormina 28 - Via Cufra 23 - Tel. 606020 - 600191 - 606620

LAMELLE PER TRASFORMATORI DI QUALSIASI POTENZA E TIPO - CALOTTE E SERRAPACCHI PER TRASFORMATORI - LAVORI DI IMBOTTITURA

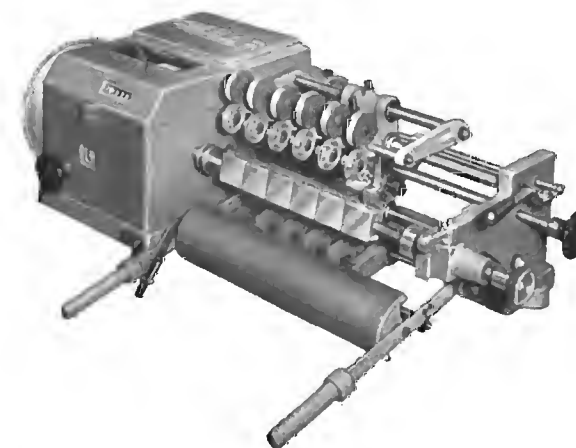
La Società è attrezzata con macchinario modernissimo per lavorazioni speciali e di grande serie

---

R. M. T.

VIA PLANA, 5 - **TORINO** - TELEF. 885.163

BOBINATRICE tipo UW / 330 - T.

Per fili da mm. 0,06 a mm. 0,8 - diam. max. d'avv. mm. 120 X 330 di lunghezza - per il bobinaggio multiplo di più bobine contemporaneamente

Riduce i vostri tempi di lavorazione - Garanzia assoluta di massima precisione nella produzione - Semplicità di manovra - Alte velocità di lavorazione - Otterrete un miglior prodotto

---

Per le Vostre applicazioni nei circuiti con transistore inserito, d icostruzione miniatura, ove si desidera assicurare una gran capacità sotto piccolo volume, favorite esaminare i

CONDENSATORI al TANTALO solido

I condensatori brevetti CHIMEL, al tantalo poroso frittato, preparato mediante procedimenti inediti, non si disseccano come ciò si verifica per tutti i condensatori elettrolitici od umidi. Quelli a foglia sottoli di tantalo, ad esempio, possono perdere il 50 % della loro capacità dopo 5000 ore di funzionamento. I condensatori al tantalo, brevetti CHIMEL, sotto il massimo voltaggio ed alla temperatura di 85°C accusano variazioni inferiori al ± 10 %.

I condensatori brevetti CHIMEL godono di una eccellente stabilità, non vanno soggetti a corrosione ed offrono una gran resistenza agli urti. Essi funzionano fra — 80° et 85°C. Il Tipo « HT » permette il funzionamento fino al 125°C.

Dei condensatori da 0.005 a 60 MF e da 6 a 35 VDC sono compresi nella gamma.

I condensatori CHIMEL, brevetti internazionali richiesti, verranno anche fabbricati, sotto licenza, in altri paesi dell'Europa Occidentale.

Favorite richiedere la documentazione e tutti i ragguagli che potessero riuscirVi utili, presso la

CHIMEL S.A., 4, Place du Molard
Ginevra (Svizzera)

L.A.R.E.

LABORATORIO AVVOLGIMENTI RADIO ELETTRICI

Via Marazzani, 8 (Via Palmanova) — **Dalla Pria** Milano — Telefono 240.469

Autotrasformatori di linea e di alimentazione
Trasformatori per Televisione e Radio
Serie complete ed esecuzioni speciali
Stabilizzatori a ferro saturo di alta qualità

Massima rigorosità di calcolo...
Massima accuratezza di esecuzione...
Massima sicurezza di buon funzionamento!

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO
CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - Via Conservatorio, 24 - MILANO - Tip. TIPEZ - V.le G. da Cermenate, 56